

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-224972

(43)Date of publication of application : 08.08.2003

(51)Int.Cl.

H02M 3/28

H02M 3/337

(21)Application number : 2002-017398

(71)Applicant : MURATA MFG CO LTD

(22)Date of filing : 25.01.2002

(72)Inventor : HOSOYA TATSUYA

TAKEMURA HIROSHI

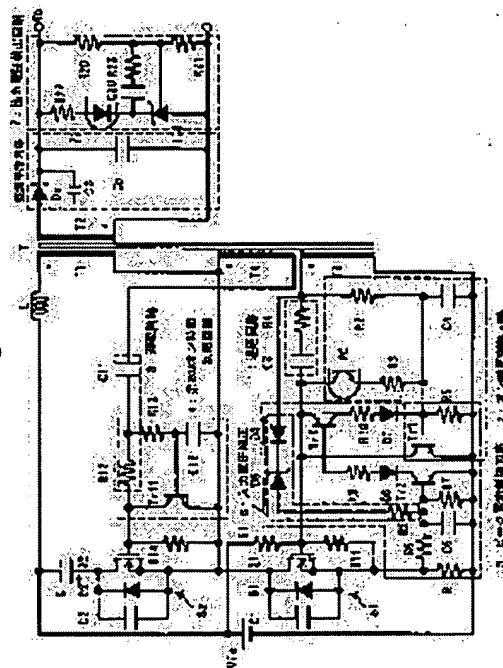
(54) SWITCHING POWER SUPPLY

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a highly reliable self-oscillating switching power supply which, when an overcurrent is produced, limits the increase of a primary current to avoid the magnetic saturation of a transformer, and even if an output voltage is lowered, suppresses the increase of an output current and when an output is short-circuited, significantly reduces the output voltage to reduce a short circuit current.

SOLUTION: There are provided a peak current limiting circuit, which detects a peak current applied to a first switching device Q1, and when the detected peak current reaches a prescribed value, turns on transformers Tr2 and Tr3 successively to increase electrical signals and turns off the first switching device

Q1 quickly, and an ON-time limiting circuit, which reduces the ON-time according to the decline of the output voltage. When a short circuit current is produced, the short circuit current is reduced by the operations of a turn-on delay circuit which repeats the starts/stops.



BEST AVAILABLE COPY

LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

10.09.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

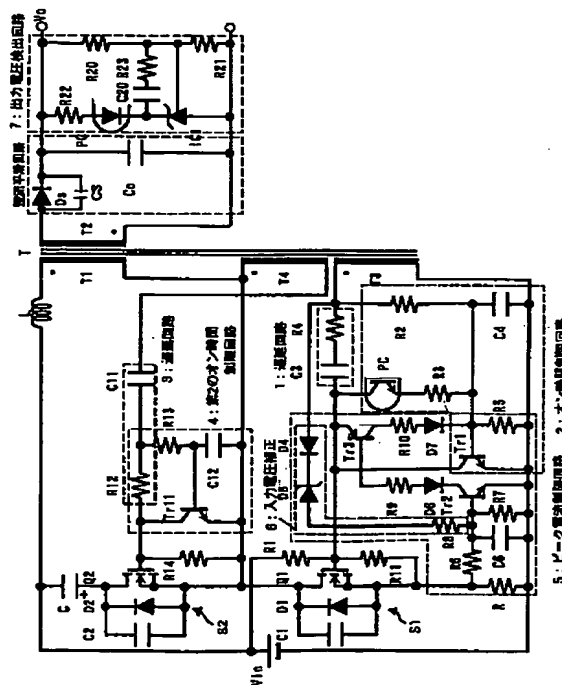
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(11) 特許出願公開番号

(43) 公開日 平成15年8月8日(2003. 8. 8)



【特許請求の範囲】

【請求項 1】トランス T の 1 次巻線 T 1 と第 1 のスイッチ素子 Q 1 と電流検出手段 R と入力電源 V_{in} とが直列に接続され、前記トランス T の 2 次巻線 T 2 に整流平滑回路が設けられ、前記トランス T に設けられた第 1 の駆動巻線 T 3 に接続され、前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 をオン／オフして、該スイッチ素子 Q 1 のオン時間を制御して出力電圧を制御するスイッチング制御回路を備え、自励発振するスイッチング電源装置において、前記スイッチング制御回路は、前記第 1 の駆動巻線 T 3 に発生した電圧により前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 がターンオンしてから時定数回路により決まる所定の時間後に前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 の制御端子に接続された第 1 のスイッチ手段をオンして前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 をターンオフするように制御し、前記時定数回路により第 1 のスイッチ素子 Q 1 の最大のオン時間を設定するオン時間制限回路と、前記電流検出手段 R により前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 に流れるピーク電流を検出し、該電流が所定のピーク電流となるとオンする第 2 のスイッチ手段と、該第 2 のスイッチ手段がオンすることによりオンする第 3 のスイッチ手段と、を含み、該第 3 のスイッチ手段を前記第 1 のスイッチ手段の制御端子または前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 の制御端子に接続して該第 3 のスイッチ手段がオンすることにより前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 をターンオフするピーク電流制限回路と、からなる過電流保護回路を備えたことを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 2】トランス T の 1 次巻線 T 1 とインダクタ L との直列回路に、第 1 のスイッチ回路 S 1 と電流検出手段 R と入力電源 V_{in} とが直列に接続され、第 2 のスイッチ回路 S 2 とキャパシタ C の直列回路の一端が前記トランス T の 1 次巻線 T 1 とインダクタ L との直列回路と第 1 のスイッチ回路 S 1 の接続点に接続され、前記トランス T の 2 次巻線 T 2 に整流平滑回路が設けられ、第 1 のスイッチ回路 S 1 を第 1 のスイッチ素子 Q 1、第 1 のダイオード D 1、および第 1 のキャパシタ C 1 の並列接続回路で構成し、第 2 のスイッチ回路 S 2 を第 2 のスイッチ素子 Q 2、第 2 のダイオード D 2、および第 2 のキャパシタ C 2 の並列接続回路で構成し、前記トランス T は、前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 を導通させる電圧を発生する第 1 の駆動巻線 T 3 と、前記第 2 のスイッチ素子 Q 2 を導通させる電圧を発生する第 2 の駆動巻線 T 4 とを有し、第 1・第 2 のスイッチ素子 Q 1・Q 2 を両スイッチ素子が共にオフする期間を挟んで交互にオン／オフするスイッチング制御回路を備え、自励発振するスイッチング電源装置において、前記スイッチング制御回路は、前記第 1 の駆動巻線 T 3 に発生した電圧により前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 がターンオンしてから時定数回路により決まる所定の時間後

に前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 の制御端子に接続された第 1 のスイッチ手段をオンして前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 をターンオフするように制御し、前記時定数回路により第 1 のスイッチ素子 Q 1 の最大のオン時間を設定するオン時間制限回路と、前記電流検出手段 R により前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 に流れるピーク電流を検出し、該電流が所定のピーク電流となるとオンする第 2 のスイッチ手段と、該第 2 のスイッチ手段がオンすることによりオンする第 3 のスイッチ手段と、を含み、該第 3 のスイッチ手段を前記第 1 のスイッチ手段の制御端子または前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 の制御端子に接続して該第 3 のスイッチ手段がオンすることにより前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 をターンオフするピーク電流制限回路と、からなる過電流保護回路を備えたことを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項 3】前記第 1 のスイッチ手段をトランジスタで構成し、該トランジスタの制御端子に前記時定数回路を構成するインピーダンス回路と充放電されるコンデンサとが接続されたことを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 4】前記インピーダンス回路にインピーダンスを変化させるフォトカプラを用い、前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 のオン時間を制御して出力電圧を制御することを特徴とする、請求項 3 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 5】前記インピーダンス回路は、出力電圧が低下するにともない前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 の前記最大のオン時間を短縮するように前記充放電コンデンサの充電時のインピーダンスと放電時のインピーダンスを設定したことを特徴とする請求項 3 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 6】前記スイッチング制御回路は、前記第 1 の駆動巻線 T 3 と前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 の制御端子との間に抵抗または抵抗とコンデンサの直列回路からなる遅延回路を備え、

前記出力電圧が低下して所定の電圧以下になると前記遅延回路のインピーダンスによって、第 1 の駆動巻線に発生した電圧により前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 がターンオンするのを妨げ、起動と停止を繰り返す動作モードとなるように前記遅延回路のインピーダンスを設定したことを特徴とする請求項 5 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 7】前記第 3 のスイッチ手段を前記インピーダンス回路に並列に接続し、前記ピーク電流が所定のピーク電流となると第 2 のスイッチ手段をオンし、続いて前記第 3 のスイッチ手段をオンして前記インピーダンス回路のインピーダンスを小さくして前記第 1 のスイッチ手段をオンして前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 をターンオフすることを特徴とする請求項 3 に記載のスイッチング電

源装置。

【請求項 8】前記ピーク電流制限回路は、前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 がオンの期間に第 1 の駆動巻線 T 3 に発生する入力電圧に略比例した電圧を抵抗とダイオードを介して前記第 2 のスイッチ手段の制御端子に入力するように構成したことを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 9】前記ピーク電流制限回路は、第 1 のスイッチ素子 Q 1 に流れる電流が増加するにともない増加する第 1 の電気信号と出力電圧が低下するにともない増加する第 2 の電気信号の和を前記第 2 のスイッチ手段の制御端子に入力し、この電気信号の増加にともない前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 のオン時間を短縮することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 10】前記第 2 の電気信号は、前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 のオフ期間に前記第 1 の駆動巻線 T 3 に発生するフライバック電圧をダイオードとコンデンサにより整流平滑し、該コンデンサの負電位と前記第 1 の駆動巻線 T 3 の正電位とを抵抗または抵抗とツエナーダイオードにより分圧して、分圧電圧をダイオードを介して前記第 2 のスイッチ手段の制御端子に入力するように構成したことを特徴とする請求項 9 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 11】前記スイッチング制御回路は、前記第 2 の駆動巻線 T 4 に発生した電圧により前記第 2 のスイッチ素子 Q 2 がターンオンしてから、時定数回路により決まる所定の時間後に前記第 2 のスイッチ素子 Q 2 の制御端子に接続された第 4 のスイッチ手段をオンして前記第 2 のスイッチ素子 Q 2 をターンオフするように制御する第 2 のオン時間制御回路を備えたことを特徴とする請求項 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 12】前記第 4 のスイッチ手段をトランジスタで構成し、該トランジスタの制御端子に時定数回路を構成するインピーダンス回路と充放電されるコンデンサが接続されたことを特徴とする請求項 11 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 13】前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 のオン期間に前記 1 次巻線 T 1 に蓄えられたエネルギーを、オフ期間に前記 2 次巻線 T 2 から放出して出力を得ることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 14】前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 のオン期間に前記 1 次巻線 T 1 に蓄えられたエネルギーを、オフ期間に前記 2 次巻線 T 2 から放出し終える前に前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 をターンオンするよう、前記第 2 のオン時間制御回路の時定数を設定して、第 1 のスイッチ素子 Q 1 に流れる電流波形が台形波となる電流連続モードで動作することを特徴とする請求項 13 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 15】前記スイッチング制御回路は、前記出力

電圧が低下すると、前記第 2 のスイッチ素子 Q 2 のオン時間が長くなるよう前記第 2 のオン時間制御回路の前記充放電コンデンサの充電時のインピーダンスと放電時のインピーダンスを設定して、前記 1 次巻線 T 1 に蓄えられたエネルギーを、オフ期間に前記 2 次巻線 T 2 から放出し終えた後に前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 をターンオンして自励発振させ、前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 に流れる電流波形が三角波となることを特徴とする請求項 13 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 16】前記第 1 および第 2 のスイッチ素子の少なくともいずれか一方を電界効果トランジスタで構成したことを特徴とする、請求項 1 または 2 に記載のスイッチング電源装置。

【請求項 17】前記トランス T の有する漏れインダクタにより前記インダクタ L を構成したことを特徴とする請求項 2 に記載のスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、スイッチング電源装置、特に、過電流保護回路を備えた自励発振式のスイッチング電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来の過電流保護回路を備えたスイッチング電源装置としては、次に示すものがあった。

【0003】（従来例 1）特願 2001-273915 号（スイッチング電源装置）

図 14 は、同出願に係るスイッチング電源装置の回路図である。

【0004】トランス T の 1 次巻線 T 1 とインダクタ L との直列回路に、第 1 のスイッチ回路 S 1 と入力電源 V_{in} とが直列に接続されている。

【0005】第 2 のスイッチ回路 S 2 とキャパシタ C の直列回路が前記トランス T の 1 次巻線 T 1 と前記インダクタ L との直列回路に並列に接続されている。

【0006】前記トランス T の 2 次巻線 T 2 には、整流素子 D_s を含む整流平滑回路が設けられている。

【0007】第 1 のスイッチ回路 S 1 は、第 1 のスイッチ素子 Q 1、第 1 のダイオード D 1、および第 1 のキャパシタ C 1 の並列接続回路で構成され、第 2 のスイッチ回路 S 2 は、第 2 のスイッチ素子 Q 2、第 2 のダイオード D 2、および第 2 のキャパシタ C 2 の並列接続回路で構成されている。

【0008】前記トランス T に設けられた第 1 の駆動巻線 T 3 と第 1 のスイッチ素子 Q 1 の制御端子間、及び前記トランス T に設けられた第 2 の駆動巻線 T 4 と第 2 のスイッチ素子 Q 2 の制御端子間には、スイッチング制御回路が接続されている。

【0009】このスイッチング制御回路は、第 1・第 2 のスイッチ素子 Q 1、Q 2 が共にオフする期間を挟んで交互にオン／オフするように制御し、第 1 のスイッチ素

子Q1のオン期間に前記1次巻線T1とインダクタLにエネルギーを蓄え、第1のスイッチ素子Q1のオフ期間に前記2次巻線T2からエネルギーを放出し、第1のスイッチ素子Q1と第2のスイッチ素子Q2とを自励発振させる。

【0010】上記の構成において、前記インダクタLと前記キャパシタCとは、前記第1のスイッチ素子Q1のオフ期間において共振する共振回路を構成し、前記スイッチング制御回路は、前記第1のスイッチ素子Q1がターンオンした後、所定時間経過後に該第1のスイッチ素子Q1をターンオフさせる時定数に設定されたオン時間制御回路と、前記第2のスイッチ素子Q2がターンオンした後、前記2次巻線からのエネルギー放出が終わる前に該第2のスイッチ素子Q2と前記インダクタLの直列回路に流れる共振電流を遮断するよう該第2のスイッチ素子Q2をターンオフさせる時定数に設定された第2のオン時間制御回路と、を備えている。これにより、電流連続モードで動作する。

【0011】また、前記第1のスイッチ素子Q1に直列に接続された電流検出手段である抵抗Rを備え、該抵抗Rで検出された前記第1のスイッチ素子Q1に流れる値がしきい値になると該第1のスイッチ素子Q1のオン時間を制限する過電流保護回路5を設けている。

【0012】前記過電流保護回路は、前記トランジスタTr2を第1のスイッチ素子Q1の制御端子に接続し、前記電流検出手段に発生する電圧を抵抗を介してトランジスタTr2の制御端子に与え、前記第1のスイッチ素子Q1に流れる電流が所定の値に達するとトランジスタTr2の制御端子電圧がしきい値に達して、該トランジスタをオンし、前記第1のスイッチ素子Q1をターンオフさせて該第1のスイッチ素子Q1に流れるピーク電流値を制限するように動作する。図16は、出力電圧低下に伴う第1のスイッチ素子Q1に流れる電流Id1波形を示す。同図のように、出力電圧が低下していても第1のスイッチ素子Q1のオフ時間はほぼ一定であり、オン時間が短くなることから、スイッチング周波数は高くなりスイッチング損失が増加するとともに、出力電流が増大する。

【0013】（従来例2）図15は、従来のリングチョークコンバータにピーク電流制限回路を設けた例である。第1のスイッチ素子Q1に流れるピーク電流が所定の電流になると、トランジスタTr4がオンし、第1のスイッチ素子Q1がターンオフする。

【0014】図17は、出力電圧低下に伴う第1のスイッチ素子Q1に流れる電流Id1波形を示す。同図のように、出力電圧が低下するに応じて第1のスイッチ素子Q1のオフ時間が長くなっていき、スイッチング周波数は低くなるためスイッチング損失の増加は抑制されるが、出力電流は増大する。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】上記の従来例1、従来例2のスイッチング電源装置では以下の欠点があった。

【0016】①第1のスイッチ素子Q1に流れる電流を検出して検出電圧がトランジスタTr2のベースエミッタ間しきい電圧に達してから、トランジスタTr2をオンするまでの遅延時間が大きい。このため、オン時間を短い時間まで縮小できず、2次電流が増大し、2次側整流ダイオードなどが破壊する可能性がある。

【0017】この要因は、検出電圧がトランジスタTr2のベースエミッタ間しきい電圧に達しても、すぐにはトランジスタTr2をオンすることができないためである。トランジスタTr2をオンさせるためには十分なベース電流が必要であり、このベース電流を確保するまでの時間が遅延時間となり、オン時間を短い時間まで縮小できず、出力電力が増加するためである。さらにトランジスタTr2により第1のスイッチ素子Q1をオフしようとする第1のスイッチ素子Q1に流れる電流が減少し、抵抗Rの両端電圧が低下する。この電圧が、トランジスタTr2のベースエミッタ間しきい電圧以下となるとトランジスタTr2はオンできなくなるため、オン速度が急速に減速してしまう。トランジスタTr2のオン速度が遅く、遅延時間が長いと、第1のスイッチ素子Q1のターンオフ速度が遅くなりスイッチング損失が増えるだけでなく、過電流時にオン時間の絞り込みができず、出力電圧の低下にともなう出力電流の増加以上に出力電流が増大する。出力電流が増大すると、2次側ダイオードが破壊するなどの不具合を生じる。このため、第1のスイッチ素子Q1を急速にターンオフさせることが必須となる。

【0018】②1次ピーク電流が所定の値に制限されると出力電力がほぼ一定に制限され、出力電圧が低下するとともに出力電流が増加し、2次側整流ダイオードなどが破壊する可能性がある。

【0019】③出力短絡時において、短絡電流が増大し、2次側整流ダイオードなどが破壊する可能性がある。

【0020】本発明の目的は、第1のスイッチ素子Q1を制御するトランジスタ回路の構成を工夫して、1次ピーク電流が所定の電流に達すると、第1のスイッチ素子Q1を急速にターンオフさせてピーク電流を抑制して出力電力を制限し、出力電流が増加して出力電圧が低下した場合は出力電力を減少させ、出力短絡時においても短絡電流の増加を抑制できる過電流保護回路を備えた自励発振式のスイッチング電源装置を提供することにある。

【0021】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記の課題を解決するために次のように構成したものである。

【0022】（1）トランスTの1次巻線T1と第1のスイッチ素子Q1と電流検出手段Rと入力電源Vinとが直列に接続され、前記トランスTの2次巻線T2に整

流平滑回路が設けられ、前記トランス T に設けられた第 1 の駆動巻線 T 3 に接続され、前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 をオン／オフして、該スイッチ素子 Q 1 のオン時間を制御して出力電圧を制御するスイッチング制御回路を備え、自励発振するスイッチング電源装置において、前記スイッチング制御回路は、前記第 1 の駆動巻線 T 3 に発生した電圧により前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 がターンオンしてから時定数回路により決まる所定の時間後に前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 の制御端子に接続された第 1 のスイッチ手段をオンして前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 をターンオフするように制御し、前記時定数回路により第 1 のスイッチ素子 Q 1 の最大のオン時間を設定するオン時間制限回路と、前記電流検出手段 R により前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 に流れるピーク電流を検出し、該電流が所定のピーク電流となるとオンする第 2 のスイッチ手段と、該第 2 のスイッチ手段がオンすることによりオンする第 3 のスイッチ手段と、を含み、該第 3 のスイッチ手段を前記第 1 のスイッチ手段の制御端子または前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 の制御端子に接続して該第 3 のスイッチ手段がオンすることにより前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 をターンオフするピーク電流制限回路と、からなる過電流保護回路を備えたことを特徴とする。

【0023】本発明は、自励発振式のスイッチング電源装置を前提としている。

【0024】本発明の構成では、ピーク電流制限回路において、所定の大きさのピーク電流を検出すると、第 2 のスイッチ手段がオンし、さらに第 2 のスイッチ手段がオンすることにより、第 3 のスイッチ手段がオンする。第 3 のスイッチ手段がオンすることで、第 1 のスイッチ手段をオンして第 1 のスイッチング素子 Q 1 をターンオフさせる。または、第 1 のスイッチ手段を介さずに、第 3 のスイッチ手段がオンすることで、直接、第 1 のスイッチング素子 Q 1 をターンオフさせる。

【0025】このように構成することで、所定の大きさのピーク電流を検出すると、第 2 のスイッチ手段オン→第 3 のスイッチ手段オンにより電気信号の増大が図られて第 1 のスイッチ手段がオンまたは第 1 のスイッチング素子 Q 1 がターンオフする。このため、所定の大きさのピーク電流を検出したときに急速に第 1 のスイッチング素子 Q 1 をターンオフすることが出来る。

【0026】(2) トランス T の 1 次巻線 T 1 とインダクタ L との直列回路に、第 1 のスイッチ回路 S 1 と電流検出手段 R と入力電源 V_{in} とが直列に接続され、第 2 のスイッチ回路 S 2 とキャパシタ C の直列回路の一端が前記トランス T の 1 次巻線 T 1 とインダクタ L との直列回路と第 1 のスイッチ回路 S 1 の接続点に接続され、前記トランス T の 2 次巻線 T 2 に整流平滑回路が設けられ、第 1 のスイッチ回路 S 1 を第 1 のスイッチ素子 Q 1、第 1 のダイオード D 1、および第 1 のキャパシタ C 1 の並列接続回路で構成し、第 2 のスイッチ回路 S 2 を

第 2 のスイッチ素子 Q 2、第 2 のダイオード D 2、および第 2 のキャパシタ C 2 の並列接続回路で構成し、前記トランス T は、前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 を導通させる電圧を発生する第 1 の駆動巻線 T 3 と、前記第 2 のスイッチ素子 Q 2 を導通させる電圧を発生する第 2 の駆動巻線 T 4 とを有し、第 1・第 2 のスイッチ素子 Q 1・Q 2 を両スイッチ素子が共にオフする期間を挟んで交互にオン／オフするスイッチング制御回路を備え、自励発振するスイッチング電源装置において、上記 (1) と同様な構成を備えることを特徴とする。

【0027】すなわち、前記スイッチング制御回路は、前記第 1 の駆動巻線 T 3 に発生した電圧により前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 がターンオンしてから時定数回路により決まる所定の時間後に前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 の制御端子に接続された第 1 のスイッチ手段をオンして前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 をターンオフするように制御し、前記時定数回路により第 1 のスイッチ素子 Q 1 の最大のオン時間を設定するオン時間制限回路と、前記電流検出手段 R により前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 に流れるピーク電流を検出し、該電流が所定のピーク電流となるとオンする第 2 のスイッチ手段と、該第 2 のスイッチ手段がオンすることによりオンする第 3 のスイッチ手段と、を含み、該第 3 のスイッチ手段を前記第 1 のスイッチ手段の制御端子または前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 の制御端子に接続して該第 3 のスイッチ手段がオンすることにより前記第 1 のスイッチ素子 Q 1 をターンオフするピーク電流制限回路と、からなる過電流保護回路を 2 石の自励発振式のスイッチング電源装置において備えたことを特徴とする。

【0028】このように構成することで、所定の大きさのピーク電流を検出すると、第 2 のスイッチ手段オン→第 3 のスイッチ手段オンにより電気信号の増大が図られて第 1 のスイッチ手段がオンまたは第 1 のスイッチング素子 Q 1 がターンオフする。このため、所定の大きさのピーク電流を検出したときに急速に第 1 のスイッチング素子 Q 1 をターンオフすることが出来る。2 石の自励発振式のスイッチング電源装置においては、ピーク電流値を制限して、出力電力を制限すると、出力電圧の低下とともに第 1 のスイッチ素子 Q 1 のオン時間が短くなり、オフ時間はほぼ一定であることからスイッチング周波数は高くなり出力電力が増加し、出力電流が増大するため、ピーク電流を検出して急速に第 1 のスイッチング素子 Q 1 をターンオフすることは、出力電流の増大の抑制、スイッチング損失の増加の抑制のために特に重要となる。

【0029】(3) 前記第 1 のスイッチ手段をトランジスタで構成し、該トランジスタの制御端子に前記時定数回路を構成するインピーダンス回路と充放電されるコンデンサとが接続されたことを特徴とする。本発明では、第 1 のスイッチ手段をトランジスタで構成することよ

10

20

30

40

50

り、コンデンサの充電電圧とトランジスタのしきい値（ベース-エミッタ間電圧：約0.6V）を比較することができる。これにより、簡単な構成で部品点数を削減し、スイッチング電源装置の低コスト化、小型軽量化に寄与する。

【0030】（4）前記インピーダンス回路にインピーダンスを変化させるフォトカプラを用い、前記第1のスイッチ素子Q1のオン時間を制御して出力電圧を制御することを特徴とする。

【0031】（5）前記インピーダンス回路は、出力電圧が低下するにともない前記第1のスイッチ素子Q1の前記最大のオン時間を短縮するように前記充放電コンデンサの充電時のインピーダンスと放電時のインピーダンスを設定したことを特徴とする。

【0032】充放電コンデンサの充電時間は、充電と放電のサイクルを繰り返すために入出力電圧と負荷電流が変化しない定常状態では一定である。しかし、出力電圧が低下してくると、コンデンサの充電電荷を完全に放電することが出来なくなり、充電時間が短くなってくる。その結果、第1のスイッチ手段のオンタイミングが早くなり、第1のスイッチ素子Q1の最大オン時間が短縮される。これにより、出力電力は低減されて出力電流を減少させることができる。

【0033】（6）前記スイッチング制御回路は、前記第1の駆動巻線T3と前記第1のスイッチング素子Q1の制御端子との間に抵抗または抵抗とコンデンサの直列回路からなる遅延回路を備え、前記出力電圧が低下して所定の電圧以下になると前記遅延回路のインピーダンスによって、第1の駆動巻線に発生した電圧により前記第1のスイッチ素子Q1がターンオンするのを妨げ、起動と停止を繰り返す動作モードとなるように前記遅延回路のインピーダンスを設定したことを特徴とする。

【0034】遅延回路は、第1の駆動巻線T3に電圧が発生したときから、一定時間を遅延させて該電圧を第1のスイッチ素子Q1の制御端子に印加するが、出力電圧が所定の電圧以下にまで低下すると、第1の駆動巻線T3に発生するフライバック電圧が低下し、第1のスイッチ素子Q1がターンオンするのが妨げられる。すなわち、遅延回路のインピーダンスと第1のスイッチ素子Q1の制御端子間のインピーダンスとでフライバック電圧が分圧されるため、フライバック電圧の低下により、第1のスイッチ素子Q1の制御端子間の電圧がしきい値に達しなくなり、第1の駆動巻線T3によって第1のスイッチ素子Q1はターンオンしなくなり、発振停止となる。その後、起動抵抗により第1のスイッチ素子Q1がターンオンして起動し、また停止状態となる。このように起動と停止を繰り返す発振モードとなり、連続発振時の周期に比較し起動時間が十分長いと、出力電力が十分小さく絞込まれ、過電流時および出力短絡時において出力電流を十分小さく低減出来る。

【0035】（7）前記第3のスイッチ手段を前記インピーダンス回路に並列に接続し、前記ピーク電流が所定のピーク電流となると第2のスイッチ手段をオンし、続いて前記第3のスイッチ手段をオンして前記インピーダンス回路のインピーダンスを小さくして前記第1のスイッチ手段をオンして前記第1のスイッチ素子Q1をターンオフすることを特徴とする。

【0036】本発明では、ピーク電流が所定のピーク電流となると、第2のスイッチ手段をオン→第3のスイッチ手段をオン→第1のスイッチ手段をオン→第1のスイッチ素子Q1をターンオフとなる。このとき、第3のスイッチ手段は第2のスイッチ手段のオンにより流れる電気信号により駆動される。このため、第3のスイッチ手段がオンするまでの時間が早くなり、急速に第1のスイッチ素子Q1をターンオフすることが出来る。また、オン時間制限回路による動作とピーク電流制限回路による動作を連続的に跳躍することなく切り替えることが可能となる。

【0037】（8）前記ピーク電流制限回路は、前記第1のスイッチ素子Q1がオンの期間に第1の駆動巻線T3に発生する入力電圧に略比例した電圧を抵抗とダイオードを介して前記第2のスイッチ手段の制御端子に入力するように構成したことを特徴とする。

【0038】入力電圧が変動した場合、ピーク電流値が同じであると、入力電圧が高いほど過電流点は大きくなる。そこで、第1の駆動巻線に発生する、入力電圧に比例した電圧を抵抗とダイオードを介して第3のスイッチ手段の制御端子に入力することにより、入力電圧が高い場合のみ過電流点を小さくし、入力変動における過電流点の変動を抑制することができる。すなわち、入力電圧が高いときには第3のスイッチ手段はより早くオンするようになる。これにより、スイッチング電源装置の小型軽量化に寄与する。

【0039】（9）前記ピーク電流制限回路は、第1のスイッチ素子Q1に流れる電流が増加するにともない増加する第1の電気信号と出力電圧が低下するにともない増加する第2の電気信号の和を前記第2のスイッチ手段の制御端子に入力し、この電気信号の増加にともない前記第1のスイッチ素子Q1のオン時間を短縮することを特徴とする。

【0040】出力電圧が低下すると、第2のスイッチ手段の制御端子に入力する電気信号の和が増加するため、第1のスイッチ素子Q1のオン時間がより短縮されて出力電力が低減され出力電流を小さく低減することができる。

【0041】（10）前記第2の電気信号は、前記第1のスイッチ素子Q1のオフ期間に前記第1の駆動巻線T3に発生するフライバック電圧をダイオードとコンデンサにより整流平滑し、該コンデンサの負電位と前記第1の駆動巻線T3の正電位とを抵抗または抵抗とツェナー

ダイオードにより分圧して、分圧電圧をダイオードを介して前記第2のスイッチ手段の制御端子に入力するように構成したことを特徴とする。

【0042】このような構成にてツェナーダイオードや分圧抵抗を所定の値に設定することで、出力電流に対する出力電圧の変化を表す過電流特性曲線を任意の形にできる。すなわち過電流により出力電圧が低下して、第2の電気信号を増加させ始める出力電圧を設定し、電気信号量を調整する。出力電圧の変動に対する第2の電気信号の増加量を大きくすると、出力電圧が低下するとともに出力電力が減少する「フの字」特性となり、第2の電気信号の増加量を減らすと、出力電圧が低下しても出力電力がほぼ一定となる「への字」特性となり、これらの中間とすることで、出力電圧が低下しても、出力電流が変化しない垂下特性とすることができる。

【0043】(11) 前記スイッチング制御回路は、前記第2の駆動巻線T4に発生した電圧により前記第2のスイッチ素子Q2がターンオンしてから、時定数回路により決まる所定の時間後に前記第2のスイッチ素子Q2の制御端子に接続された第4のスイッチ手段をオンして前記第2のスイッチ素子Q2をターンオフするように制御する第2のオン時間制御回路を備えたことを特徴とする。

【0044】本発明は、上記(2)の2石式の自励発振スイッチング電源装置において、第2のスイッチ素子Q2をターンオフする制御回路を限定したものである。本発明では、第2のスイッチ素子Q2のターンオフタイミングを時定数回路により決めているため、IC等を用いて制御することなく簡単な構成で第2のスイッチ素子Q2のオン時間を制御することができる。

【0045】(12) 前記第4のスイッチ手段をトランジスタで構成し、該トランジスタの制御端子に時定数回路を構成するインピーダンス回路と充放電されるコンデンサが接続されたことを特徴とする。

【0046】本発明は、少ない部品数の簡単な構成で第2のスイッチ素子Q2のオン時間を制御することができる。

【0047】(13) 前記第1のスイッチ素子Q1のオン時間に前記1次巻線T1に蓄えられたエネルギーを、オフ期間に前記2次巻線T2から放出して出力を得ることを特徴とする。

【0048】本発明は、フライバック型のスイッチング電源装置であることを限定したものである。

【0049】(14) 前記第1のスイッチ素子Q1のオン時間に前記1次巻線T1に蓄えられたエネルギーを、オフ期間に前記2次巻線T2から放出し終える前に前記第1のスイッチ素子Q1をターンオンするよう、前記第2のオン時間制御回路の時定数を設定して、第1のスイッチ素子Q1に流れる電流波形が台形波となる電流連続モードで動作することを特徴とする。

【0050】本発明では、第2のオン時間制御回路は、第2のスイッチ素子Q2がターンオンしたのち、2次巻線からのエネルギー放出が終わる前に該第2のスイッチ素子Q2とインダクタLの直列回路に流れる共振電流を強制的に遮断させる。すなわち、第2のオン時間制御回路は、このような動作を行うよう所定の時定数に設定されている。

【0051】このような第2のオン時間制御回路によれば、2次巻線からのエネルギー放出が終わる前に第2のスイッチ素子Q2をターンオフしてインダクタLに流れる電流を遮断するために、この電流の変化によって1次巻線の電圧が反転し、これにより第1の駆動巻線T3に電圧が発生して第1のスイッチ素子Q1がターンオンする。これにより、自励発振動作を行うとともに、トランスTの2次側に電流が流れた後、休止期間を置かず電流が1次側に連続して流れる連続動作モードとなって、上記1次側の第1のスイッチ素子Q1に流れる電流波形を台形波とすることができる。すなわち、重負荷時に第1のスイッチ素子Q1に流れる電流波形が台形波となる電流連続モードで動作することになるため、トランスT及び第1のスイッチ素子Q1に流れる電流ピーク値及び実効電流を低減でき、トランスの銅損、スイッチ素子Q1の導通損失を低減し、スイッチング電源装置の小型軽量化、高効率化を図ることができる。

【0052】(15) 前記スイッチング制御回路は、前記出力電圧が低下すると、前記第2のスイッチ素子Q2のオン時間が長くなるよう前記第2のオン時間制御回路の時定数を設定して、前記1次巻線T1に蓄えられたエネルギーを、オフ期間に前記2次巻線T2から放出し終えた後に前記第1のスイッチ素子Q1をターンオンして自励発振させ、前記第1のスイッチ素子Q1に流れる電流波形が三角波となることを特徴とする。

【0053】本発明に係るピーク電流制限回路は、電流波形が台形波ではなく三角波となる場合にも適用可能である。電流波形が三角波の場合は、エネルギー放出期間でオフ時間が決まることより、ピーク電流制限回路が動作を開始した時点から出力電圧低下とともにスイッチング周波数は低くなる。このようにスイッチング周波数が低下する場合は、スイッチング周波数が上昇する場合に比較し出力電力の増加はなく出力電力は減少するため出力電流の増加は起こりにくいが、より急速に第1のスイッチ素子Q1をターンオフすることによりスイッチング損失を低減することができ、オン時間を的確に短縮することが出来る。

【0054】(16) 前記第1および第2のスイッチ素子の少なくともいずれか一方を電界効果トランジスタで構成したことを特徴とする。

【0055】本発明では、電界効果トランジスタの寄生容量をキャパシタC1またはキャパシタC2として用いることができ、また、電界効果トランジスタの寄生ダイ

オードをダイオードD 1またはダイオードD 2として用いることができる。これにより、部品点数を削減してスイッチング電源装置の低コスト化と小型軽量化を図ることが出来る。

【0056】(17)前記トランスTの有する漏れインダクタにより前記インダクタLを構成したことを特徴とする。

【0057】本発明では、インダクタLとしてトランスTが有する漏れインダクタを用いるため、部品点数を削減し、スイッチング電源装置の低コスト化、小型軽量化を図ることが出来る。

【0058】

【発明の実施の形態】図1は、本発明の実施形態であるスイッチング電源装置の回路図である。

【0059】トランスTの1次側では、その1次巻線T1とインダクタLとの直列回路に、第1のスイッチ回路S1と入力電源Vinが直列に接続されるとともに、第2のスイッチ回路S2とキャパシタCの直列回路は前記1次巻線T1とインダクタLとの直列回路に並列に接続されている。また、トランスTの2次巻線T2には、整

流素子Dsを含む整流平滑回路が接続されている。

【0060】第1のスイッチ回路S1は、第1のスイッチ素子Q1、第1のダイオードD1、第1のキャパシタC1の並列接続回路で構成されている。第2のスイッチ回路S2は、第2のスイッチ素子Q2、第2のダイオードD2、第2のキャパシタC2の並列接続回路で構成されている。

【0061】トランスTには、第1の駆動巻線T3と第2の駆動巻線T4とが設けられ、第1の駆動巻線T3と第1のスイッチ素子Q1の制御端子間には第1のスイッチング制御回路が接続され、第2の駆動巻線T4と第2のスイッチ素子Q2の制御端子間には第2のスイッチング制御回路が設けられている。この第1及び第2のスイッチング制御回路で本発明のスイッチング制御回路を構成する。この第1及び第2のスイッチング制御回路は、第1・第2のスイッチ素子Q1、Q2が共にオフする期間を挟んで交互にオン／オフする様に該スイッチ素子を制御し、第1のスイッチ素子Q1のオン期間に1次巻線T1とインダクタLにエネルギーを蓄え、第1のスイッチ素子Q1のオフ期間に2次巻線T2からエネルギーを放出し、第1のスイッチ素子Q1と第2のスイッチ素子Q2とを自励発振させる。

【0062】前記第1のスイッチング制御回路は、遅延回路1とオン時間制御回路2とで構成される。オン時間制御回路2は、後述のように過電流保護回路の一部をも構成する。

【0063】遅延回路1は、抵抗R4とキャパシタC3との直列回路からなり、第1の駆動巻線T3に発生した電圧を遅延して第1のスイッチ素子Q1の制御端子に印加する。この遅延回路1に設定される遅延時間は、第1

の駆動巻線T3に電圧が発生してから、オフ状態にある第1のスイッチ素子Q1の両端に印加されているキャパシタC1の充電電荷が放電され零電圧に低下するまでの時間、または零電圧付近に低下するまでの時間に設定される。これにより、第1のスイッチ素子Q1は、その両端に印加される電圧が零電圧または零電圧付近まで低下してからターンオンするようになる。

【0064】前記オン時間制御回路2は、第1のスイッチ素子Q1の制御端子と入力電源Vinの基準電位（負極）端子間に接続される第1のスイッチ手段であるトランジスタTr1と、このトランジスタTr1の制御端子に接続される、抵抗R2と、抵抗R3とフォトカプラPCのフォトトランジスタとの直列回路と、コンデンサC4とからなる時定数回路を備え、トランジスタTr1は第1のスイッチ素子Q1の制御端子に接続されている。抵抗R2とコンデンサC4の直列回路は、第1の駆動巻線T3に接続され、過電流時には抵抗R2に流れる電流によりコンデンサC4を充電して、第1の駆動巻線T3に電圧が発生してから、所定の時間後にトランジスタTr1をオンして、第1のスイッチ素子Q1をターンオフさせる。また、上記フォトトランジスタと抵抗R3との直列回路は、後述の出力電圧検出回路からの信号に基づいてトランジスタTr1のオン時間を制御し、出力電圧Voの安定化を図る。

【0065】前記第2のスイッチング制御回路は、遅延回路3と第2のオン時間制御回路4とで構成される。

【0066】遅延回路3は、第2の駆動巻線T4に発生した電圧を遅延して第2のスイッチ素子Q2の制御端子に印加する。この遅延回路3の遅延時間は、上記遅延回路1と同様に、第2の駆動巻線T4に電圧が発生してから、第2のスイッチ素子Q2の両端に印加される電圧が零電圧または零電圧付近に低下するまでの時間に設定される。これによって、第2のスイッチ素子Q2も、零電圧スイッチングを行う。また、第2のオン時間制御回路4は、第2のスイッチ素子Q2の制御端子に接続される第4のスイッチ手段であるトランジスタTr11と、このトランジスタTr11の制御端子に接続され、抵抗R13とコンデンサC12とからなる時定数回路とを備えている。抵抗R13とコンデンサC12との時定数回路は、第2の駆動巻線T4の電圧が発生してから、所定の時間後にトランジスタTr11をオンして、第2のスイッチ素子Q2をターンオフする。また、この抵抗R13とコンデンサC12の直列回路からなる時定数回路は、既述のように、第2の駆動巻線T4に電圧が発生して第2のスイッチ素子Q2がターンオンした後、2次巻線T2からのエネルギー放出が終わる前に該第2のスイッチ素子Q2とインダクタLの直列回路に流れる電流を強制的に遮断して第2のスイッチ素子Q2をターンオフさせるように時定数が設定されている。これにより、第2のスイッチ素子Q2がターンオフすると、続いて第1のス

スイッチ素子Q1がターンオンすることができ、第1のスイッチ素子Q1に流れる電流Id1は台形波形となる。

【0067】前記第1のスイッチ素子Q1には、該スイッチ素子Q1に流れる電流Id1の大きさを検出する電流検出手段である抵抗Rを含むピーク電流制限回路5が接続されている。ピーク電流制限回路5は、上記電流Id1の大きさを検出する抵抗Rと、この抵抗Rの両端電圧が、抵抗R6を介してベース端子に入力される第2のスイッチ手段であるトランジスタTr2と、トランジスタTr2のコレクタ電流がベース電流として供給される第3のスイッチ手段であるトランジスタTr3と、トランジスタTr3のコレクタ電流がベース電流として供給される第1のスイッチ手段であるトランジスタTr1と、を備えている。

【0068】このピーク電流制限回路5は、抵抗Rに流れる電流Id1の大きさに対応した電圧を抵抗R6と抵抗R7とで分圧してトランジスタTr2のベース-エミッタ間に供給し、この電圧がしきい値Vbe（約0.6V）を超えた時にトランジスタTr2がオンして、トランジスタTr3がオンし、さらに、トランジスタTr1がオンして、第1のスイッチ素子Q1がターンオフする。これにより、1次巻線T1及び第1のスイッチ素子Q1に流れる電流ピーク値Idpを所定の値に制限し、過電流によるトランスの磁気飽和を防止することができる。

【0069】ここで、第1のスイッチ素子Q1であるFET Q1のゲート・ソース間に接続されたトランジスタTr1をオンして電圧を放電してFET Q1をターンオフさせるのに必要なトランジスタTr1のコレクタ電流をIcとし、トランジスタTr1、Tr2、Tr3の増幅率をそれぞれ $\alpha 1$ 、 $\alpha 2$ 、 $\alpha 3$ とするとトランジスタTr2をオンさせるための必要なベース電流Ibは、漏れ電流などを無視すると以下の式で表される。

【0070】

$$Ib = Ic / (\alpha 1 \times \alpha 2 \times \alpha 3) \dots \dots \textcircled{1}$$

これに対して、図14に示す従来回路では、以下の式で表される。

$$【0071】 I b = I c / \alpha 2 \dots \dots \textcircled{2}$$

式①と式②の比較から、式①の方が少ないベース電流IbでトランジスタTr1をオンしてFET Q1をターンオフできるため、ピーク電流を検出してトランジスタTr2のベースエミッタ間電圧がしきい電圧に達してからFET Q1をターンオフするまでの遅延時間が短く、急速にFET Q1をターンオフできる。

【0072】なお、過電流時には、抵抗R2とコンデンサC4を備えた時定数回路を含むオン時間制限回路2によっても過電流保護を行う。後述のように、出力電圧が安定化されている動作モードから、2次巻線T2からの出力電流Ioが増大して第1のスイッチ素子Q1に流れる電流Id1の電流ピーク値が一定以上に大きくなる

と、ピーク電流制限回路5が動作して電流ピーク値が制限されるが、さらに出力電流Ioが増加しようとする、出力電力を一定に保ったまま出力電圧が低下する動作となる。この時、オン時間制限回路2の上記時定数回路は、出力電圧の低下にともないトランジスタTr1のオンタイミングを早め、これにより、第1のスイッチ素子Q1の最大オン時間を短くなるように制御する。

【0073】さらに出力電圧が低下すると、第1の駆動巻線T3に発生するフライバック電圧が低下し、フライバック電圧が遅延回路のインピーダンスと第1のスイッチ素子Q1の制御端子間のインピーダンスとで分圧され、第1のスイッチ素子Q1の制御端子間の電圧がしきい値に達しなくなり、第1の駆動巻線T3によって第1のスイッチ素子Q1はターンオンせずに発振停止となる。その後、起動抵抗により第1のスイッチ素子Q1が再びターンオンして起動し、また停止状態となる。このように起動と停止を繰り返す発振モードとなり、連続発振時の周期に比較し起動時間が十分長いため、出力電力が十分小さく絞り込まれ、出力短絡時においても短絡電流を十分小さく低減出来る。

【0074】したがって、過電流時には、第1に、ピーク電流制限回路5によって電流ピーク値が制限され、出力電力を制限してトランスの磁気飽和を防止し、第2に、オン時間制限回路2によって第1のスイッチ素子Q1の最大オン時間が短縮され、出力電力を低減して出力電流の増加を抑制し、そして第3に、ターンオン遅延回路により、起動と停止を繰り返す動作モードとして、出力電力を大幅に低減して短絡電流を低減できる。

【0075】さらに、ピーク電流制限回路5には、過電流保護時の入力電圧補正回路6が接続されている。本発明では、この入力補正回路6も過電流保護回路の一部となる。入力補正回路6は、第1の駆動巻線T3と、ピーク電流制限回路5のトランジスタTr2のベース端子間に接続されたものであって、ダイオードD4、ツェナーダイオードD5及び抵抗R8の直列回路で構成される。この回路は、入力電圧が変動した場合にピーク電流制限回路5の動作する出力電流を補正するためのものである。すなわち、入力電圧が高い時には第1の駆動巻線T3に発生する電圧も高くなるから、この補正回路6のルートでトランジスタTr2のベース端子に電流を流すことにより、過電流保護回路の動作点を低くする。このようにすることで、入力電圧の変動に対し、過電流保護回路の動作点をほぼ一定にすることが可能である。

【0076】トランスTの2次巻線T2の出力側には出力電圧Voを検出する出力電圧検出回路7が設けられている。

【0077】この出力電圧検出回路7は、出力電圧Voを分圧する分圧抵抗R20、R21と、その抵抗の接続点（基準点）がリファレンス電圧Vrの入力端子に接続

されるシャントレギュレータIC1と、このシャントレギュレータIC1に直列に接続されるフォトカプラPCのフォトダイオードとを備えている。シャントレギュレータIC1は、リファレンス電圧 V_r と分圧抵抗 R_{20} 、 R_{21} による分圧電圧 V_a を比較し、その差に応じてカソード-アノード間の電流を制御する。フォトカプラPCは、この電流の変化を光の強弱に変換する。すなわち、出力電圧 V_o が高くなると、オン時間制御回路2のフォトトランジスタのコレクター-エミッタ間のインピーダンスが小さくなり、これによって、第1のスイッチ素子Q1のオン期間におけるコンデンサC4の充電時間が早まり、トランジスタTr1がより早くオンし、第1のスイッチ素子Q1のターンオフタイミングが早くなってオン時間が短くなる。第1のスイッチ素子Q1のオン時間が短くなると、出力電流が減少し、出力電圧 V_o が低下する。出力電圧 V_o が所定の電圧（設定電圧）よりも低下すると、上記と逆の動作によって出力電流が増大し出力電圧が上昇する。このようにして、出力電圧の安定化制御が行われ、この時の出力電圧 V_o は、次式で表される。

【0078】 $V_o = V_r \times (R_{20} + R_{21}) / R_{21}$
次に、上記のスイッチング電源装置の定格時の動作を説明する。

【0079】図2は、図1に示す回路の定格時の波形図である。以下、図1及び図2を参照して同回路の動作を詳細に説明する。

【0080】図2において、S1、S2は、第1のスイッチ素子Q1、第2のスイッチ素子Q2のオン/オフを表す信号、 V_{ds1} 、 V_{ds2} 、 V_s は、それぞれ、キャパシタC1、C2、Csの両端電圧波形、 I_{d1} 、 I_{d2} 、 I_s は、それぞれ、スイッチ回路S1、S2、整流素子Dsの電流波形である。

【0081】本回路の最適な定常状態におけるスイッチング動作は、1スイッチング周期Tにおいて、時間 $t_1 \sim t_5$ の4つの動作状態に分けることができる。以下、各状態における動作について説明する。

【0082】（状態1） $t_1 \sim t_2$

第1のスイッチ素子Q1はオンしており、入力電圧がトランスTの1次巻線T1に印加されることによって1次巻線電流が直線的に増加する。この時、トランスTに励磁エネルギーが蓄えられる。また、この時、フォトカプラPCを介してコンデンサC4が充電され、このコンデンサC4の電圧がトランジスタTr1のしきい値電圧（約0.6V）に達すると該トランジスタTr1がオンして、時間 t_2 で第1のスイッチ素子Q1がターンオフし、状態2に遷移する。

【0083】（状態2） $t_2 \sim t_3$

第1のスイッチ素子Q1がターンオフすると、トランスTの2次巻線T2とインダクタLは、キャパシタC1及びC2と共振し、キャパシタC1を充電し、キャパシタC

2を放電する。また、2次側ではトランスTの2次巻線T2とキャパシタCsとが共振し、キャパシタCsを放電する。電圧 V_{s1} の立ち上がり、及び電圧 V_{ds1} の立ち下がり部分の曲線は、1次巻線T1及びインダクタLとキャパシタC1及びキャパシタC2との共振による正弦波の一部である。キャパシタC2の両端電圧 V_{ds2} が下降し零電圧になると、ダイオードD2が導通し、状態3に遷移する。

【0084】この時、2次側では、キャパシタCsの両端電圧 V_s が零電圧まで下降し、整流素子Dsが導通し、零電圧ターンオン動作となる。この両端電圧 V_s の立ち下がり部分の曲線は、キャパシタCsと2次巻線T2との共振による正弦波の一部である。

【0085】（状態3） $t_3 \sim t_4$

ダイオードD2が導通した状態で、コンデンサC1及び抵抗R11で構成される遅延回路3によって、第2の駆動巻線T4に発生した電圧が遅延して第2のスイッチ素子Q2の制御端子に与えられ、この第2のスイッチ素子Q2がターンオンされる。これにより、第2のスイッチ素子Q2は零電圧スイッチング動作する。状態3では、1次側でダイオードD2及び第2のスイッチ素子Q2が導通しており、インダクタLとキャパシタCは共振を始め、キャパシタCが放電される。この時、2次側では整流素子Dsは導通し、トランスTに蓄えられた励磁エネルギーを2次巻線T2から放出し、整流平滑回路を介して出力される。この状態では、整流素子Dsに流れる電流 I_s は、1次側のインダクタLとキャパシタCによる共振電流 I_{d2} に対し、直線的に減少する励磁電流 I_m を加えた値と相似形となるため、零電流から比較的急峻に立ち上がり、正弦波状の曲線を有する波形となる。

【0086】1次側では、第2の駆動巻線T4に発生した電圧により、抵抗R12を介してコンデンサC12が充電され、その充電電圧がトランジスタTr2のしきい値電圧（約0.6V）に達すると、該トランジスタTr2がオンし、第2のスイッチ素子Q2に流れる共振電流を強制的に遮断する。そして、この時遮断される上記共振電流の大きさは、ピーク値付近であって、そのタイミングは時間 t_4 である。オン時間制御回路4の抵抗R12とコンデンサC12からなる時定数回路は、上記時間 t_4 で第2のスイッチ素子Q2をターンオフする時定数に設定されている。

【0087】（状態4） $t_4 \sim t_5$

第2のスイッチ素子Q2がターンオフされると、共振電流 I_{d2} が急激に遮断され、この急激な電流変化によりインダクタLに電圧が発生し、トランスTの1次巻線T1の電圧は反転する。インダクタLはキャパシタC1及びC2と共振し、インダクタLの励磁エネルギーにより、キャパシタC1を放電し、キャパシタC2を充電する。キャパシタC1の両端電圧 V_{ds1} が下降し、時間 t_5 で零電圧になると、ダイオードD1が導通して状態

10

20

30

40

50

4が終了する。ダイオードD1が導通している状態で、抵抗R3、コンデンサC3からなる遅延回路1によって、第1の駆動巻線T3に発生した電圧が遅延して第1のスイッチング素子Q1の制御端子に与えられる。これによって、第1のスイッチ素子Q1がターンオンして零電圧スイッチング動作が行われる。

【0088】2次側では、スイッチ素子Q2がターンオフされると、整流素子DsがオフしてキャパシタCsの両端電圧Vsが零電圧から上昇し、2次巻線電圧と出力電圧との和の電圧にクランプされる。

【0089】1スイッチング周期当たり、以上のような動作を行い、以下、この動作を繰り返す。

【0090】(過電流保護回路の動作)次に過電流時の過電流保護回路及び入力電圧補正回路6の動作を、出力電圧電流特性を示す図3を用いて説明する。過電流保護回路は、オン時間制限回路2と、ピーク電流制限回路6と遅延回路1で構成されている。

【0091】出力電流が増加し第1のスイッチ素子Q1(FET Q1)に流れる電流ピーク値が大きくなると、トランスの飽和を防止するために過電流保護回路が働く。図1において、抵抗Rで電流ピーク値を検出して抵抗Rの両端電圧が抵抗R6と抵抗R7とで分圧されトランジスタTr2のベース-エミッタ間に電圧が供給される。トランジスタTr2のベース-エミッタ間電圧がしきい電圧(約0.6V)を越えるとトランジスタTr2がオンして、トランジスタTr3をオンし、トランジスタTr1のベースエミッタ間電圧がしきい電圧(約0.6V)に達してトランジスタTr1がオンして、第1のスイッチ素子Q1をターンオフする。したがって、1次巻線T1に流れる電流ピーク値は制限され、出力電力が制限されてトランスの飽和を防止する。

【0092】図3の0からA点までは、出力電圧が安定化されて制御される。点Aにて電流ピーク値が制限され始めてからさらに出力電流を増加させると、出力電力はほぼ一定となり出力電圧が低下する。ここで、コンデンサC4は、第1の駆動巻線T3に発生する入力電圧に比例した正電圧で抵抗R2を経路として充電され、出力電圧に比例した負電圧で抵抗R2を経路として放電されるため、出力電圧が低下するとコンデンサC4の放電電流が小さくなり、時定数回路による最大オン時間が短くなる。図6にトランジスタTr1のベース・エミッタ間電圧波形および出力電圧波形を示す。出力電圧の低下とともにトランジスタTr1のベース・エミッタ間電圧の負電位への引き込みが小さくなりオン時間が短縮される。

【0093】出力電圧低下に伴い、時定数回路による最大オン時間は短くなり、図3の点Bでは第1のスイッチ素子Q1に流れるピーク電流が設定値に達する前に第1のスイッチ素子Q1がターンオフされる。点Bから点Cでは、出力電圧が低下すると出力電力が減少して出力電流が減少する。

【0094】次に、時定数回路による最大オン時間が短くなった点Cでは、第1の駆動巻線T3に発生するフライバック電圧が低下し、第1のスイッチ素子Q1がターンオンするのが妨げられる。すなわち、遅延回路のインピーダンスと第1のスイッチ素子Q1の制御端子間のインピーダンスとでフライバック電圧が分圧されるため、フライバック電圧の低下により、第1のスイッチ素子Q1の制御端子間の電圧がしきい値に達しなくなり、第1の駆動巻線T3によって第1のスイッチ素子Q1はターンオンしなくなり、発振停止となる。その後、起動抵抗により第1のスイッチ素子Q1がターンオンして起動し、また停止状態となる。このように起動と停止を繰り返す発振モードとなり、連続発振時の周期に比較し起動時間が十分長い場合、出力電力が十分小さく絞り込まれ、過電流時および出力短絡時において出力電流を十分小さく低減出来る。図3の点Cにて起動停止発振モードとなると、図3の点Dに跳躍する。

【0095】また、ダイオードD4、ツェナーダイオードD5、抵抗R8で示される回路は、入力電圧が変動した場合にピーク電流制限回路5が動作する所定のピーク電流を補正するためのもので、入力電圧が高いときは第1の駆動巻線T3に発生する電圧も高くなることからツェナーダイオードD5が導通して、ダイオードD4、ツェナーダイオードD5、抵抗R8の経路で電流が流れ、過電流保護回路の動作点を低くすることができる。これにより、入力電圧変動に対し、過電流保護回路の動作点をほぼ一定とすることができる。

【0096】図4はピーク電流値が制限される電流Id1の波形を示している。図1の回路では、第2のスイッチ素子Q2(FET Q2)のオン時間により第1のスイッチ素子Q1のオフ時間が決められる。第2のスイッチ素子Q2のオン時間はほぼ一定の場合、図4に示すように、第1のスイッチ素子Q1のオンの幅は小さくなるものの、第1のスイッチ素子Q1のオフ時間はほぼ一定で、出力電圧低下とともにスイッチング周波数が上昇する。スイッチング周波数が上昇すると、スイッチング周波数が一定の場合と比較し、出力電力が増加することから、出力電流がより増大してしまうことになる。このため、抵抗Rに流れるピーク電流が所定の電圧に達してから第1のスイッチ素子Q1をターンオフするまでの遅延時間をできるだけ短くすることが必要で、急速に第1のスイッチ素子Q1をターンオフできることが特に重要となり、的確にオン時間を短縮することで、出力電流が増大する前に起動停止発振モードに移行し出力電力を大幅に低減する。

【0097】これに対し、電流Id1の波形が三角波である場合は、エネルギー放出期間で第1のスイッチ素子Q1のオフ時間が決まる。このような動作をする回路としては、リングチョークコンバータがある。この回路では、図3のA点から出力電圧低下とともにスイッチ

10

20

30

40

50

ング周波数は低くなり、比較的容易に起動停止発振モードに移行し出力電力を大幅に低減することができる(図5参照)。

【0098】また、図1の回路においても、出力電圧低下により第2のスイッチ素子Q2のオン時間が長くなるように設定することが可能で、第2のオン時間制御回路における時定数回路の充放電コンデンサの充電時のインピーダンスと放電時のインピーダンスを所定の値に設定することにより可能となる。図1においては、抵抗R13の両端のインピーダンスを充電時と放電時で所定のインピーダンスとなるように設定する。図1に示す実施例では、充放電コンデンサは、第2の駆動巻線に発生する出力電圧に略比例する電圧によって充電され、入力電圧に略比例する電圧により放電される。このため入出力電圧の変化がない場合、充放電コンデンサの充電時間は、充電と放電のサイクルを繰り返すために入出力電圧と負荷電流が変化しない定常状態ではほぼ一定であり、第2のスイッチ素子Q2のオン時間もほぼ一定となる。しかし、出力電圧が低下してくると、第2の駆動巻線に発生する出力電圧に略比例する電圧が低くなるため、充電時間が長くなり、その結果、第4のスイッチ手段であるトランジスタTr11のオンタイミングが遅くなり、第2のスイッチ素子Q2のオン時間が長くなる。

【0099】第2のスイッチ素子Q2のオン時間が長くなり、第2のスイッチ素子Q2に流れる共振電流がピーク値を越えて、零電流付近で第2のスイッチ素子Q2がターンオフされると、共振電流Id2が急激に遮断されることがなくなり、急激な電流変化がないためインダクタLに電圧が発生せず、トランスTの1次巻線T1の電圧は反転しない。このため、エネルギーの放出が完了して、2次側の整流ダイオードが非導通となったタイミングでトランスTの1次巻線T1の電圧が反転し、第1のスイッチ素子Q1がターンオンし、第1のスイッチ素子Q1に流れる電流Id1の波形は三角波となる。すなわち、出力電圧低下により、第2のスイッチ素子Q2のターンオフのタイミングで第1のスイッチ素子Q1がターンオンする電流連続モードから、第2のスイッチ素子Q2のターンオフ後のエネルギー放出期間でオフ時間が決まる電流臨界モード動作となり、電流Id1の波形は三角波となる。この場合でも、図3のA点から出力電圧低下とともにスイッチング周波数は低くなる。

【0100】ここで、出力電圧低下とともにスイッチング周波数が高くなる場合と低くなる場合を比較すると、スイッチング周波数が高くなる場合の方が同じオン時間でも出力電力が大きくなるため、オン時間の大きな絞り込みが必要となり、トランジスタTr2のベースエミッタ間電圧がしきい電圧に達してから第1のスイッチ素子Q1をターンオフするまでの遅延時間をより短くし、より急速に第1のスイッチ素子Q1をターンオフすることが必要となる。いずれにしても、スイッチング損失を低

減して、出力電流の増大を抑制するためには、ピーク電流を検出してから第1のスイッチ素子Q1をターンオフするまでの遅延時間を短くし、急速に第1のスイッチ素子Q1をターンオフすることが必要で、本発明により解決できる。

【0101】図7は、本発明の第2の実施形態のスイッチング電源装置の回路図である。

【0102】実施形態1に対して、トランジスタTr3のコレクタ・エミッタ間が第1のスイッチ素子Q1のゲート・ソース間に接続されている。抵抗Rにより第1のスイッチ素子Q1のピーク電流を検出して、抵抗R6、R7で分圧して、抵抗R7の両端電圧がトランジスタTr2のベースエミッタ間しきい電圧を越えるとトランジスタTr2がオンし、トランジスタTr3がオンして、第1のスイッチ素子Q1がターンオフする。

【0103】ここで、第1のスイッチ素子Q1のゲート・ソース間に接続されたトランジスタTr1をオンして電圧を放電して第1のスイッチ素子Q1をターンオフさせるのに必要なトランジスタTr1のコレクタ電流をIcとし、トランジスタTr2、Tr3の増幅率をそれぞれ $\alpha 2$ 、 $\alpha 3$ とするとトランジスタTr2をオンさせるための必要なベース電流Ibは、漏れ電流などを無視すると以下の式で表される。

$$【0104】Ib = Ic / (\alpha 2 \times \alpha 3) \dots\dots ③$$

式③と上記式①、式②を比較してわかるように式③は、式②より改善されているものの式①よりはベース電流が多く必要である。このため、トランジスタTr2のベースエミッタ間電圧がしきい電圧に達してから第1のスイッチ素子Q1をターンオフするまでの遅延時間は、第1の実施形態の回路よりは長い。しかし、図14の従来回路の遅延時間よりは短くなり、第1の実施形態と同じ効果を奏することが出来る。

【0105】図8は、本発明の第3の実施形態のスイッチング電源装置の回路図である。このスイッチング電源装置も、電流連続モードで動作する2石式自励発振スイッチング電源装置の一つである。

【0106】第1のスイッチ素子Q1のオフの期間に第1の駆動巻線T3に発生するフライバック電圧をダイオードD20とコンデンサC20により整流平滑し、コンデンサC20の負電位とダイオードD22が接続されている第1の駆動巻線T3の電位とを抵抗R20、R21と、ツェナーダイオードD21により分圧して、分圧電圧をダイオードD23を介してトランジスタTr2のベースに入力する構成である。出力電圧が低下すると、ダイオードD23のアノードの分圧電圧が上昇し、トランジスタTr2のベースに入力する電流が増加するためオン時間が短縮され、出力電力を低減して出力電流を減少させることができる。

【0107】この回路では、トランジスタTr2のベースに入力する電流を大きくすることにより、第1の実施

形態の回路よりさらにオン時間を短縮し、出力電力を低減して出力電流を減少させることができる。

【0108】図9は、本発明の第4の実施形態のスイッチング電源装置の回路図である。

【0109】一般に、リングングチョークコンバータと呼ばれる回路方式で、第1のスイッチ素子Q1のオン期間にエネルギーを蓄え、オフ期間に2次巻線からエネルギーを放出する。オン期間の1次巻線電流は三角波となり、第1の実施形態の回路と同様の効果がある。同回路と比較すると、第1のスイッチ素子Q1に流れる電流波形が三角波となり、出力電圧が低下するにしたがいオン時間は短くなり、オフ時間が長くなる。総合ではスイッチング周波数は低下する。これに対し、第1の実施形態において連続モードで動作する場合は、第1のスイッチ素子Q1に流れる電流波形が台形波となり、出力電圧が低下してもそのオフ時間がほとんど変化せず、オン時間が短くなるためスイッチング周波数は上昇する。スイッチング周波数が低下する方が出力が小さくなるため、第1の実施形態と比較すると出力電流の増大は、より抑制される。

【0110】図10は、本発明の第5の実施形態のスイッチング電源装置の回路図である。

【0111】この回路は、図9の回路において、トランジスタTr1とトランジスタTr2とをトランジスタTr4で共用したものである。第1のスイッチ素子Q1に流れるピーク電流が所定の電流となるとトランジスタTr4→Tr3の順でオンし、第1のスイッチ素子Q1がターンオフし、第1の実施形態と同様の効果があり、該第1の実施形態よりトランジスタの数を1つ少なくできる長所がある。

【0112】図11は、本発明の第6の実施形態のスイッチング電源装置の回路図である。

【0113】電流連続モードで動作する2石式自励発振スイッチング電源装置において、商用電源を整流平滑した電圧を入力電源としている。また、電流検出手段としてカレントトランスを用いており、第1の実施形態と同様の効果があり、カレントトランスを用いて出力電圧検出回路7における損失を低減できる。

【0114】図12は、本発明の第7の実施形態のスイッチング電源装置の回路図である。電流連続モードで動作する2石式自励発振スイッチング電源装置において、第2のスイッチ素子Q2とキャパシタCの直列回路が第1のスイッチ素子Q1と並列に接続されている。

【0115】キャパシタCの印加電圧が大きくなるが、LC共振周期を同一とすると容量は低減できる。

【0116】図13は、本発明の第8の実施形態のスイッチング電源装置の回路図である。電流連続モードで動作する2石式自励発振スイッチング電源装置において、第1のスイッチ素子Q1と第2のスイッチ素子Q2が直列に接続され、キャパシタCとインダクタLが直列に接

続されている。

【0117】第1のスイッチ素子Q1と第2のスイッチ素子Q2に入力電圧しか印加されないため、低耐圧のスイッチ素子のFETが適用できる。一般に低耐圧のFETはオン抵抗が小さいことから、導通損失が低減でき、高効率化を図ることができる。

【0118】

【発明の効果】本発明によれば次の効果がある。

【0119】① 1次巻線の電流ピーク値が所定の値に達すると、第2のスイッチ手段オン→第3のスイッチ手段オンにより電気信号の増大が図られて、急速に第1のスイッチ素子Q1をターンオフすることができ、ターンオフ時のスイッチング損失を低減し、出力電流の増大を抑制できる。

【0120】② ピーク電流を制限するピーク電流制限回路5により、1次巻線の電流ピーク値を所定の値に制限することができトランスの磁気飽和を防止し、スイッチング電源装置の高信頼性を得ることができる。

【0121】③ 最大のオン時間を短縮するオン時間制限回路2により、出力電圧が低下するにともない、出力電力を低減して出力電流を減少させることができる。

【0122】④ ターンオン遅延回路のインピーダンスを適切に設定することにより、起動と発振停止を繰り返す動作として、出力電力を大幅に低減することができ、短絡電流を低減できる。これに対して、従来例1、2では、出力電圧電流特性が図18のようになるため、起動停止発振モードへ移ることができず、短絡時に2次側電流が増大し整流ダイオードなどが破壊する場合がある。

【0123】⑤ 時定数回路によりオン時間を制限するオン時間制限回路2と第1のスイッチ素子Q1に流れるピーク電流を制限するピーク電流制限回路5とからなる過電流保護回路において、第1のスイッチ手段であるトランジスタTr1を第1のスイッチ素子Q1のターンオフ制御に兼用できるため、部品点数を削減できる。また、ピーク電流制限回路5の動作とオン時間制限回路2による動作を連続的に切り替えることができ、動作を安定化できる。さらに、トランジスタTr2、Tr3はトランジスタTr1に比べて電流容量の小さなトランジスタで良いため、コストを上昇させることはない。

【0124】⑥ 入力電圧が変化した場合でもピーク電流制限を開始する出力電流（過電流点）を一定とすることができるためトランスの磁気飽和を抑制してトランスの小型化を図ることができる。

【0125】

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態のスイッチング電源装置の回路図

【図2】定格時の動作波形図

【図3】出力電圧電流特性図

【図4】出力電圧低下時の電流Id1波形図

【図 5】出力電圧低下時の電流 I_{d1} 波形図

【図 6】出力電圧低下時の $Tr1$ のベース・エミッタ間電圧波形図

【図 7】本発明の第 2 の実施形態のスイッチング電源装置の回路図

【図 8】本発明の第 3 の実施形態のスイッチング電源装置の回路図

【図 9】本発明の第 4 の実施形態のスイッチング電源装置の回路図

【図 10】本発明の第 5 の実施形態のスイッチング電源装置の回路図

【図 11】本発明の第 6 の実施形態のスイッチング電源

装置の回路図

【図 12】本発明の第 7 の実施形態のスイッチング電源装置の回路図

【図 13】本発明の第 8 の実施形態のスイッチング電源装置の回路図

【図 14】従来例 1 のスイッチング電源装置の回路図

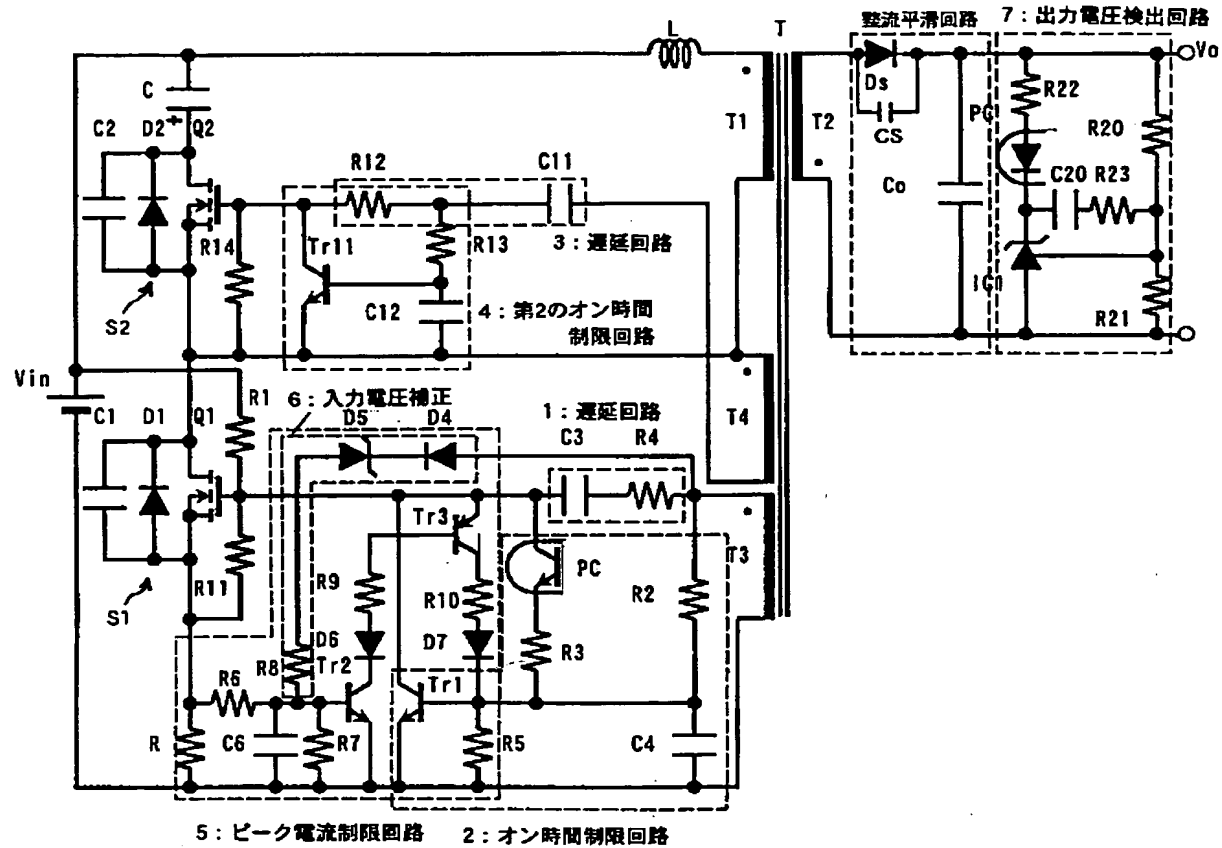
【図 15】従来例 2 のスイッチング電源装置の回路図

【図 16】従来例 1 の出力電圧低下時の電流 I_{d1} 波形図

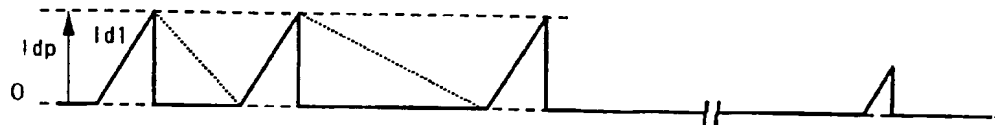
【図 17】従来例 2 の出力電圧低下時の電流 I_{d1} 波形図

【図 18】従来例 1、2 の出力電圧電流特性図

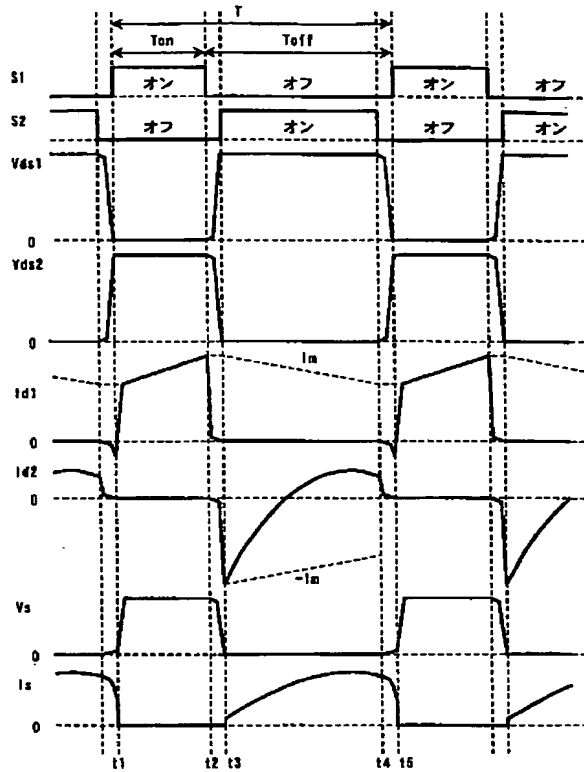
【図 1】



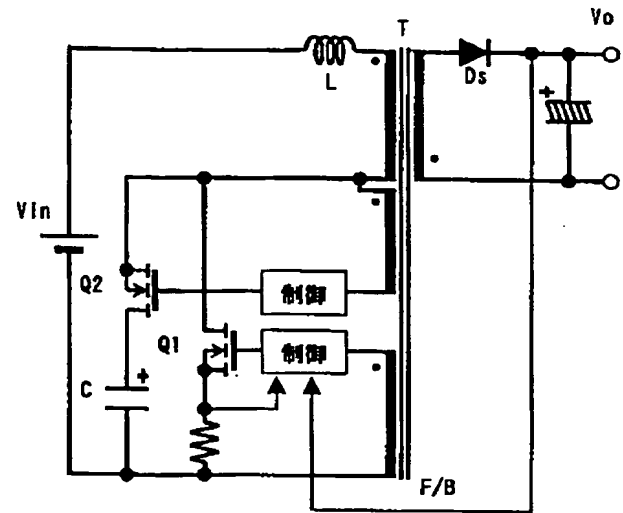
【図 5】



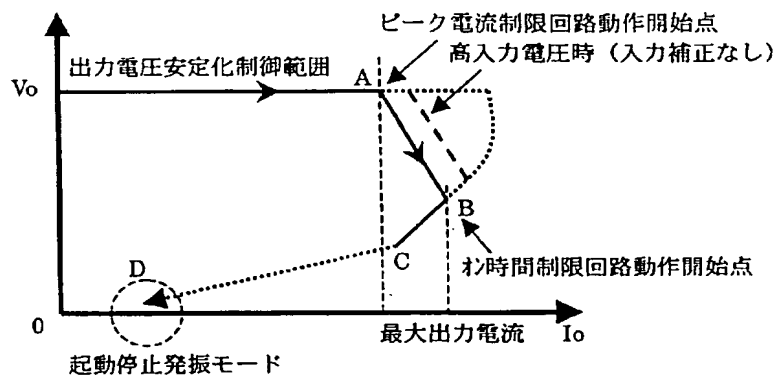
【図 2】



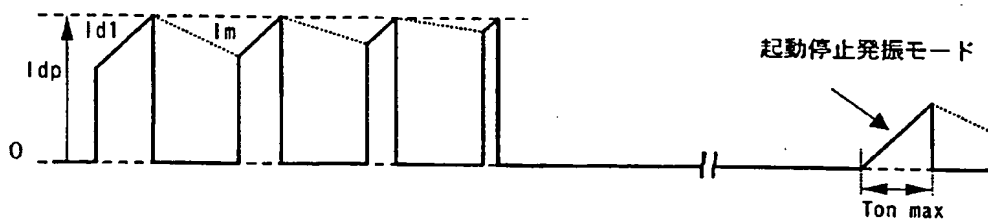
【図 12】



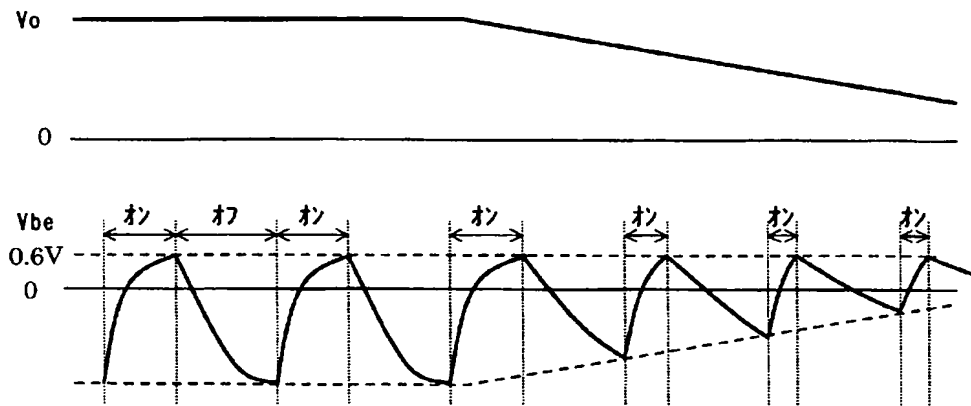
【図 3】



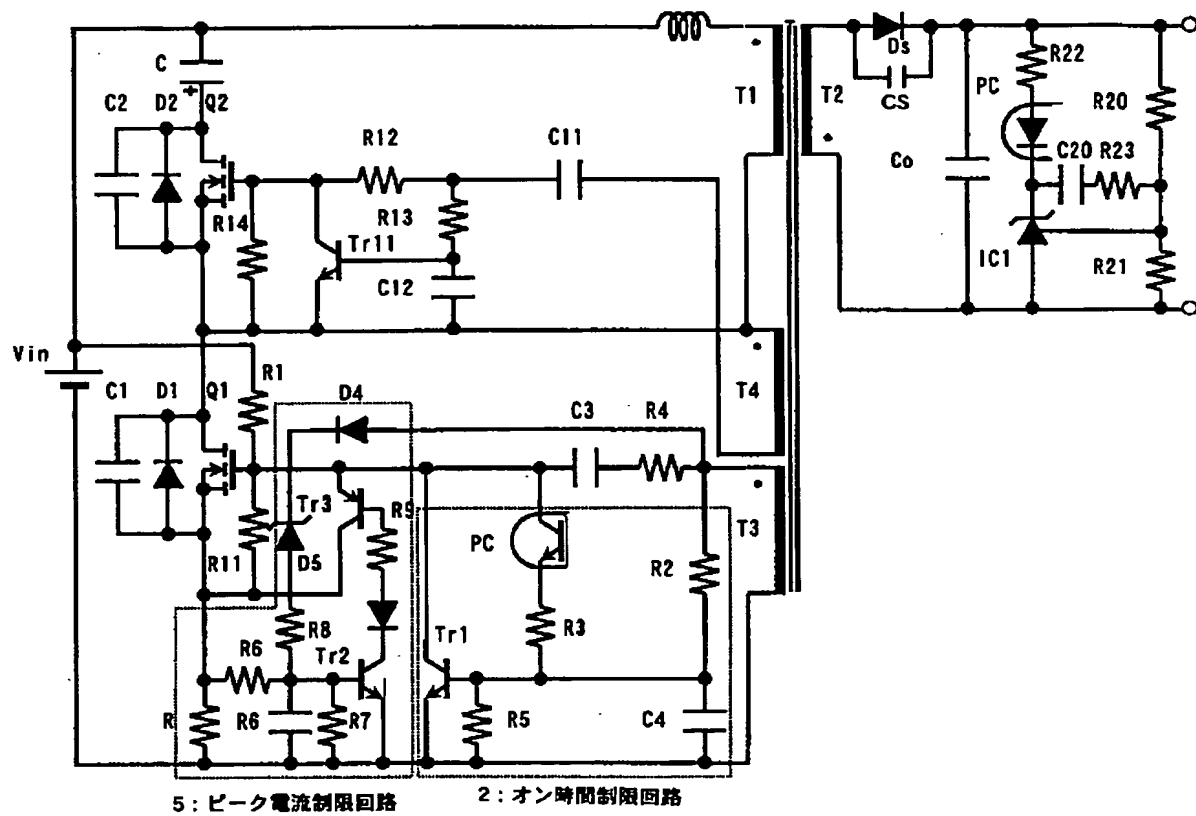
【図 4】



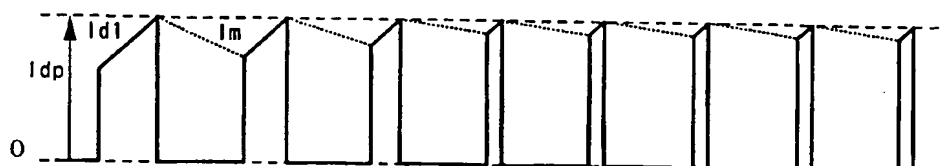
【図6】



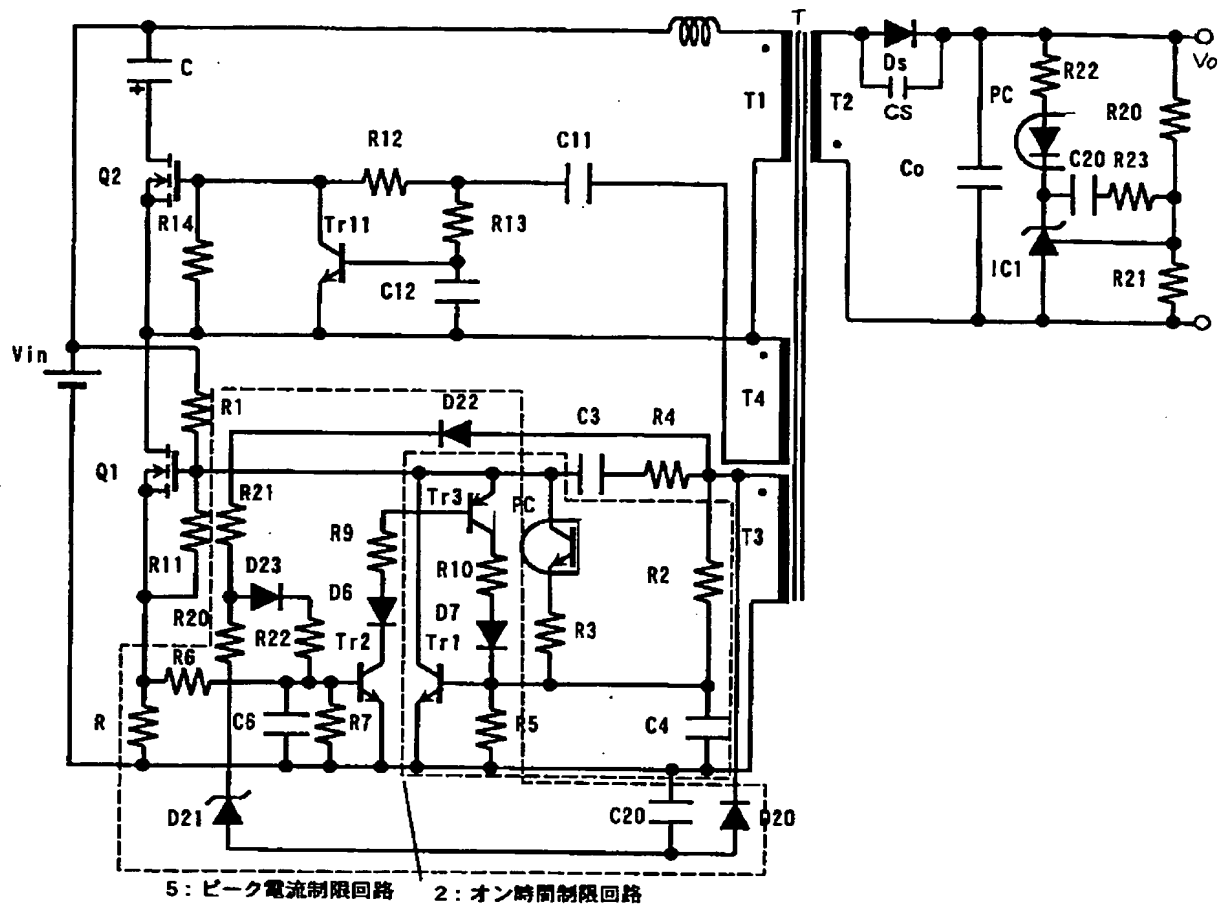
【図7】



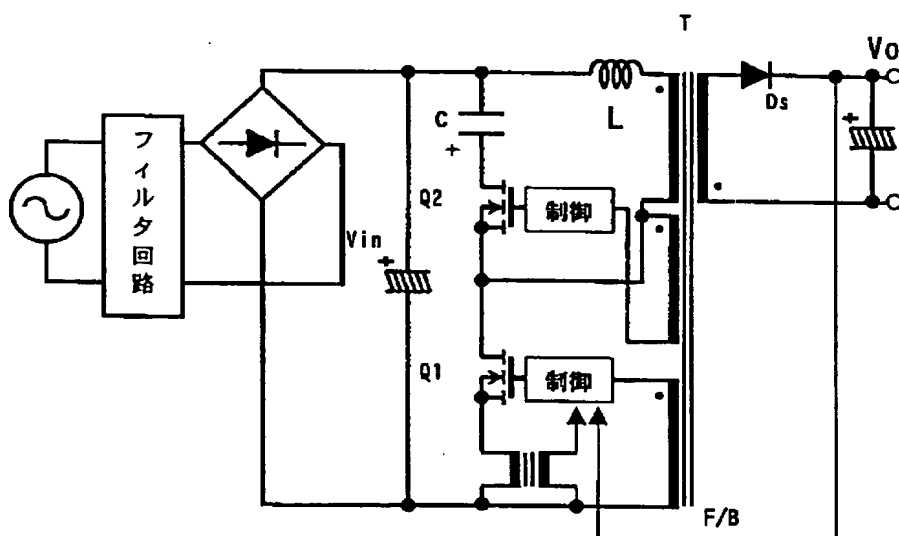
【図16】



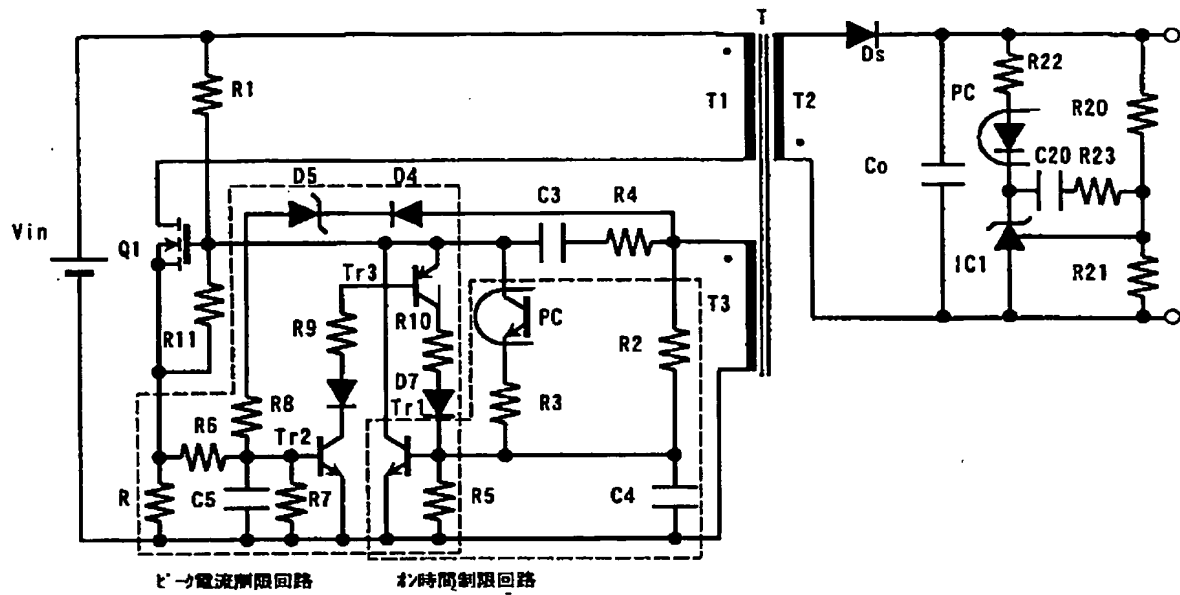
【図8】



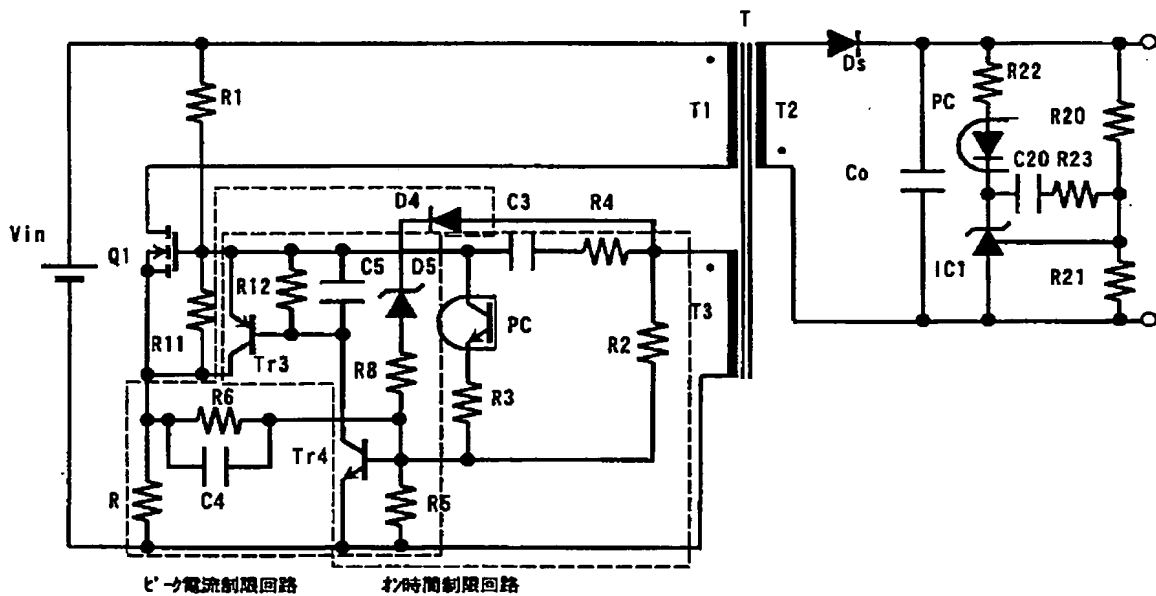
【図11】



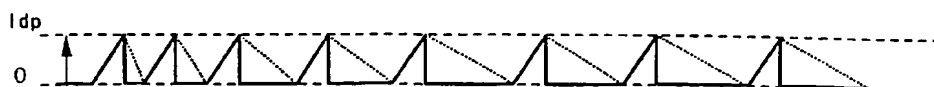
【図9】



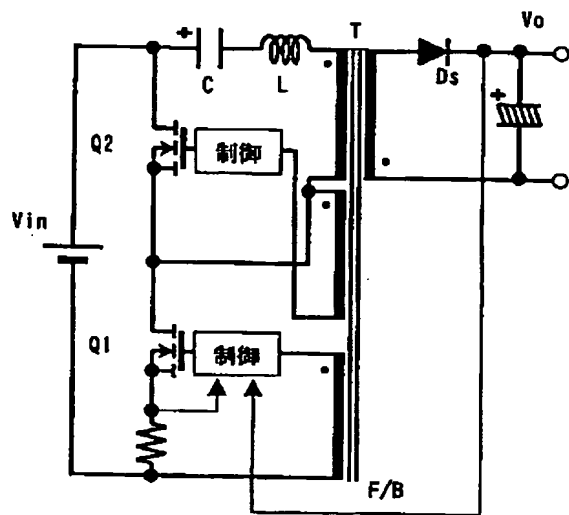
【図10】



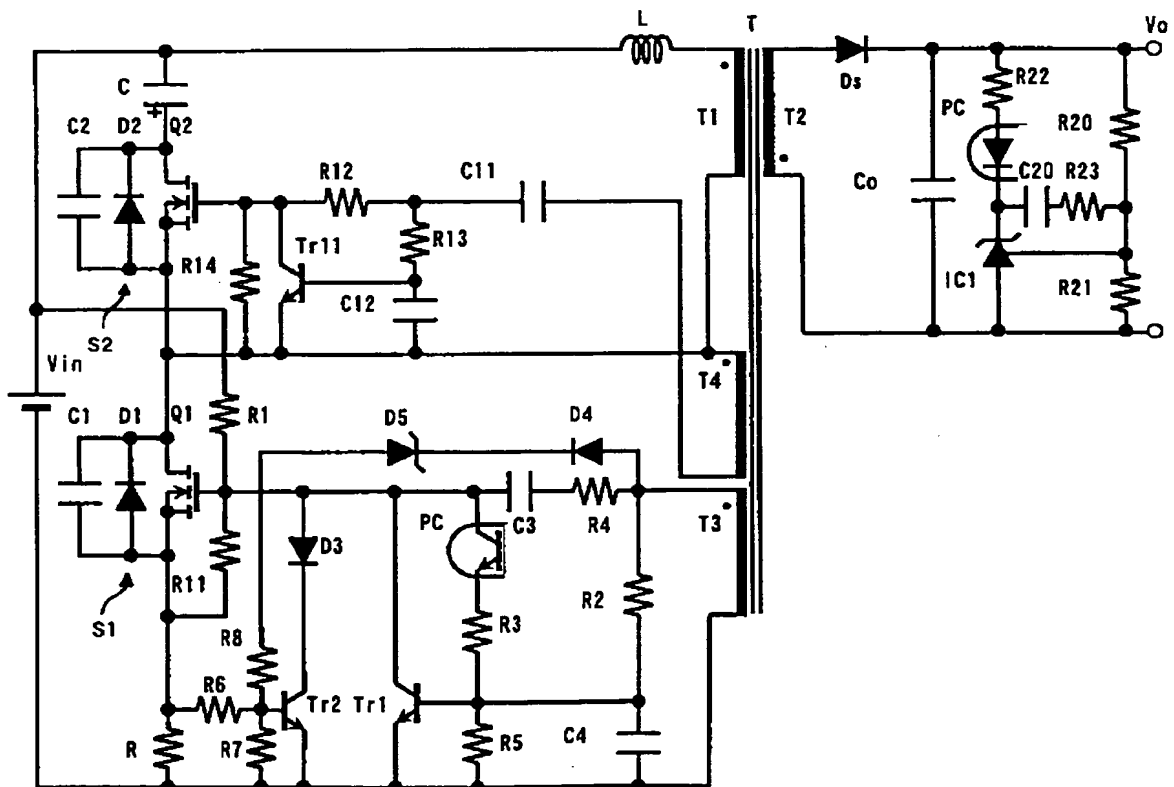
【図17】



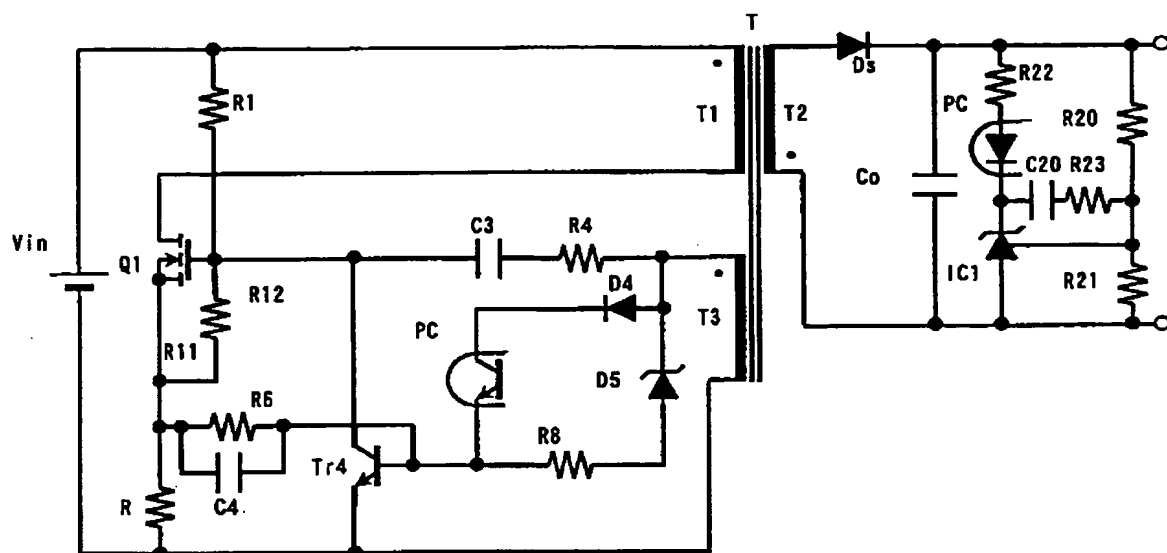
【図 13】



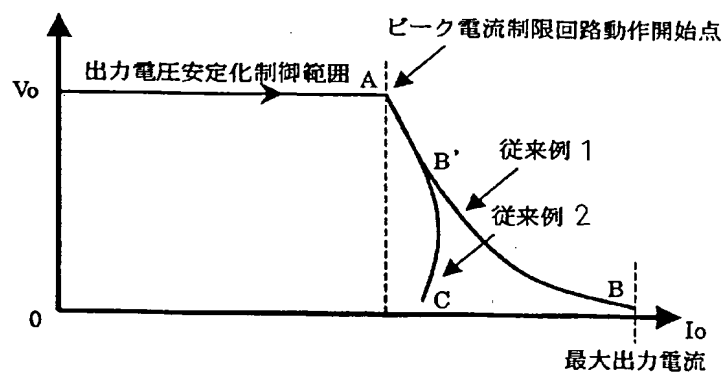
【図 14】



【図 15】



【図 18】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H730 AA20 BB44 DD04 EE59 FD01
 FF19 FG23 XX03 XX15 XX35
 XX44

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The primary coil T1, the 1st switching device Q1, and the current detection means R and input power Vin of Transformer T are connected to a serial. Connect with 1st drive winding T3 which the rectification smoothing circuit was established in the secondary coil T2 of said transformer T, and was prepared in said transformer T, and said 1st switching device Q1 is turned on / turned off. In the switching power supply equipment which equips with and carries out self-oscillation of the switching control circuit which controls the ON time amount of this switching device Q1, and controls output voltage said switching control circuit After said 1st switching device Q1 carries out a turn-on with the electrical potential difference generated in said 1st drive winding T3, by the time constant circuit It controls to turn on the 1st switching means connected to the control terminal of said 1st switching device Q1, and to carry out the turn-off of said 1st switching device Q1 after the decided predetermined time amount. The ON time limit circuit which sets up the greatest ON time amount of the 1st switching device Q1 by said time constant circuit, The 2nd switching means turned on if the peak current which flows to said 1st switching device Q1 with said current detection means R is detected and this current turns into the predetermined peak current, The 3rd switching means turned on when this 2nd switching means turns on, It is said ** about an implication and this 3rd switching means. The peak current limiting circuit which carries out the turn-off of said 1st switching device Q1 when it connects with the control terminal of the switching means of 1, or the control terminal of said 1st switching device Q1 and this 3rd switching means turns on, since -- the switching power supply equipment characterized by having the becoming overcurrent protection network.

[Claim 2] In the primary coil T1 of Transformer T, and a series circuit with Inductor L, a switching circuit S1, and the 1st current detection

means R and input power V_{in} are connected to a serial. The end of the 2nd switching circuit S2 and the series circuit of Capacitor C is connected at the node of the primary coil T1 of said transformer T, a series circuit with Inductor L, and the 1st switching circuit S1. A rectification smoothing circuit is established in the secondary coil T2 of said transformer T, and the 1st switching circuit S1 is constituted from a parallel connection circuit of the 1st switching device Q1, the 1st diode D1, and the 1st capacitor C1. The 2nd switching circuit S2 is constituted from a parallel connection circuit of the 2nd switching device Q2, the 2nd diode D2, and the 2nd capacitor C2. Said transformer T 1st drive winding T3 which generates the electrical potential difference which makes it flow through said 1st switching device Q1, It has 2nd drive winding T four which generates the electrical potential difference which makes it flow through said 2nd switching device Q2. In the switching power supply equipment which equips with and carries out self-oscillation of the switching control circuit which sandwiches the period when both switching devices of both turn off the 1st-2nd switching device Q1 and Q2, and is turned on / turned off by turns Said switching control circuit After said 1st switching device Q1 carries out a turn-on with the electrical potential difference generated in said 1st drive winding T3, by the time constant circuit It controls to turn on the 1st switching means connected to the control terminal of said 1st switching device Q1, and to carry out the turn-off of said 1st switching device Q1 after the decided predetermined time amount. The ON time limit circuit which sets up the greatest ON time amount of the 1st switching device Q1 by said time constant circuit, The 2nd switching means turned on if the peak current which flows to said 1st switching device Q1 with said current detection means R is detected and this current turns into the predetermined peak current, The 3rd switching means turned on when this 2nd switching means turns on, It is said ** about an implication and this 3rd switching means. The peak current limiting circuit which carries out the turn-off of said 1st switching device Q1 when it connects with the control terminal of the switching means of 1, or the control terminal of said 1st switching device Q1 and this 3rd switching means turns on, since -- the switching power supply equipment characterized by having the becoming overcurrent protection network.

[Claim 3] Switching power supply equipment according to claim 1 or 2 characterized by connecting the capacitor by which charge and discharge are carried out to the impedance circuit which constitutes said 1st switching means from a transistor, and constitutes said time constant circuit for the control terminal of this transistor.

[Claim 4] Switching power supply equipment according to claim 3 characterized by controlling the ON time amount of said 1st switching device Q1, and controlling output voltage using the photo coupler from which an impedance is changed to said impedance circuit.

[Claim 5] said impedance circuit -- output voltage -- falling -- ** -- the switching power supply equipment according to claim 3 characterized by setting up the impedance at the time of charge of said charge-and-discharge capacitor, and the impedance at the time of discharge so that said greatest ON time amount of said 1st switching device Q1 which is not may be shortened.

[Claim 6] Said switching control circuit is equipped with the delay circuit which consists of a series circuit of resistance or resistance, and a capacitor between said 1st drive winding T3 and control terminals of said 1st switching element Q1. When said output voltage declines and it becomes below a predetermined electrical potential difference, with the impedance of said delay circuit Switching power supply equipment according to claim 5 characterized by setting up the impedance of said delay circuit so that it may bar that said 1st switching device Q1 carries out a turn-on with the electrical potential difference generated in the 1st drive winding and may become starting and the mode of operation which repeats a halt.

[Claim 7] Switching power supply equipment according to claim 3 characterized by turning on the 2nd switching means, turning on said 3rd switching means continuously, making the impedance of said impedance circuit small, turning on said 1st switching means, and carrying out the turn-off of said 1st switching device Q1 if said 3rd switching means is connected to juxtaposition in said impedance circuit and said peak current turns into the predetermined peak current.

[Claim 8] Said peak current limiting circuit is switching power supply equipment according to claim 1 or 2 characterized by constituting so that said 1st switching device Q1 may input into the control terminal of said 2nd switching means the electrical potential difference which carried out proportionally [abbreviation] through resistance and diode at the input voltage generated in 1st drive winding T3 at the period of ON.

[Claim 9] the current to which said peak current limiting circuit flows to the 1st switching device Q1 -- increasing -- ** -- the 1st increasing electrical signal and output voltage which are not -- falling -- ** -- the switching power supply equipment according to claim 1 or 2 characterized by to input the sum of the 2nd increasing electrical signal which is not into the control terminal of said 2nd switching

means, and to shorten the ON time amount of said 1st switching device Q1 with the increment in this electrical signal.

[Claim 10] Said 2nd electrical signal carries out rectification smooth [of the flyback electrical potential difference generated in said 1st drive winding T3] to the "off" period of said 1st switching device Q1 by diode and the capacitor. The negative potential of this capacitor and the forward potential of said 1st drive winding T3 are pressured partially with resistance or resistance, and zener diode. Switching power supply equipment according to claim 9 characterized by constituting so that a partial pressure electrical potential difference may be inputted into the control terminal of said 2nd switching means through diode.

[Claim 11] After said 2nd switching device Q2 carries out the turn-on of said switching control circuit with the electrical potential difference generated in said 2nd drive winding T four So that the 4th switching means connected to the control terminal of said 2nd switching device Q2 may be turned on and the turn-off of said 2nd switching device Q2 may be carried out after the predetermined time amount decided by the time constant circuit Switching power supply equipment according to claim 2 characterized by having the 2nd ON time amount control circuit to control.

[Claim 12] Switching power supply equipment according to claim 11 characterized by connecting the capacitor by which charge and discharge are carried out to the impedance circuit which constitutes said 4th switching means from a transistor, and constitutes a time constant circuit for the control terminal of this transistor.

[Claim 13] Switching power supply equipment according to claim 1 or 2 characterized by emitting the energy stored in said primary coil T1 by the "on" period of said 1st switching device Q1 to a "off" period from said secondary coil T2, and obtaining an output.

[Claim 14] Switching power supply equipment according to claim 13 characterized by setting up the time constant of said 2nd ON time amount control circuit, and operating by the current continuous mode from which the current wave form where it flows to the 1st switching device Q1 serves as a trapezoidal wave so that the turn-on of said 1st switching device Q1 may be carried out before finishing emitting the energy stored in said primary coil T1 by the "on" period of said 1st switching device Q1 to a "off" period from said secondary coil T2.

[Claim 15] If said output voltage declines, said switching control circuit will set up the impedance at the time of charge of said charge-and-discharge capacitor of said 2nd ON time amount control circuit, and

the impedance at the time of discharge so that the ON time amount of said 2nd switching device Q2 may become long. After finishing emitting the energy stored in said primary coil T1 to a "off" period from said secondary coil T2, carry out the turn-on of said 1st switching device Q1, and it carries out self-oscillation. Switching power supply equipment according to claim 13 characterized by the current wave form where it flows to said 1st switching device Q1 serving as a triangular wave.

[Claim 16] Switching power supply equipment according to claim 1 or 2 characterized by the thing of said 1st and 2nd switching devices for which either was constituted from a field-effect transistor at least.

[Claim 17] Switching power supply equipment according to claim 2 characterized by constituting said inductor L by the leakage inductor which said transformer T has.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to switching power supply equipment and the self-oscillation-type switching power supply equipment especially equipped with the overcurrent protection network.

[0002]

[Description of the Prior Art] There were some which are shown below as switching power supply equipment equipped with the conventional overcurrent protection network.

[0003] (Conventional example 1) Application for patent No. (switching power supply equipment) 273915 [2001 to]

Drawing 14 is the circuit diagram of the switching power supply equipment concerning this application.

[0004] In the primary coil T1 of Transformer T, and the series circuit with Inductor L, the 1st switching circuit S1 and input power Vin are connected to the serial.

[0005] The 2nd switching circuit S2 and the series circuit of Capacitor C are connected to juxtaposition in the primary coil T1 of said transformer T, and the series circuit with said inductor L.

[0006] The rectification smoothing circuit containing a rectifying device Ds is established in the secondary coil T2 of said transformer T.

[0007] The 1st switching circuit S1 consists of parallel connection circuits of the 1st switching device Q1, the 1st diode D1, and the 1st capacitor C1, and the 2nd switching circuit S2 consists of parallel connection circuits of the 2nd switching device Q2, the 2nd diode D2, and the 2nd capacitor C2.

[0008] The switching control circuit is connected between the control terminals of 1st drive winding T3 prepared in said transformer T, and the 1st switching device Q1, and between the control terminals of 2nd drive winding T four prepared in said transformer T, and the 2nd switching device Q2.

[0009] This switching control circuit is controlled [both] to insert the period which the 1st-2nd switching device Q1 and Q2 turns off, and to turn on/turn off by turns. Energy is stored in the "on" period of the 1st switching device Q1 at said primary coil T1 and Inductor L, energy is emitted to the "off" period of the 1st switching device Q1 from said secondary coil T2, and self-oscillation of the 1st switching device Q1 and 2nd switching device Q2 is carried out.

[0010] In the above-mentioned configuration said Inductor L and said capacitor C The resonance circuit which resonates in the "off" period of said 1st switching device Q1 is constituted. Said switching control circuit The ON time amount control circuit set as the time constant which carries out the turn-off of this 1st switching device Q1 after predetermined time progress after said 1st switching device Q1 carried out the turn-on, After said 2nd switching device Q2 carries out a turn-on, Before the energy release from said secondary coil finishes, it has the 2nd ON time amount control circuit set as the time constant to which the turn-off of this 2nd switching device Q2 is carried out so that the resonance current which flows to the series circuit of this 2nd switching device Q2 and said inductor L may be intercepted. This operates by current continuous mode.

[0011] Moreover, it had the resistance R which is the current detection means connected to said 1st switching device Q1 at the serial, and if the value which flows to said 1st switching device Q1 detected by this

resistance R turns into a threshold, the overcurrent protection network 5 which restricts the ON time amount of this 1st switching device Q1 is formed.

[0012] Said overcurrent protection network connects said transistor Tr2 to the control terminal of the 1st switching device Q1. Give the electrical potential difference generated for said current detection means to the control terminal of a transistor Tr2 through resistance, and if the current which flows to said 1st switching device Q1 reaches a predetermined value, the control terminal voltage of a transistor Tr2 will reach a threshold. This transistor is turned on, and it operates so that the peak current value which is made to carry out the turn-off of said 1st switching device Q1, and flows to this 1st switching device Q1 may be restricted. Drawing 16 shows the current Id1 wave which flows to the 1st switching device Q1 accompanying an output voltage fall. as shown in this drawing, even if output voltage declines, the off time amount of the 1st switching device Q1 is about 1 law, and since ON time amount becomes short, while a switching frequency becomes high and switching loss increases, the output current increases.

[0013] (Conventional example 2) Drawing 15 is the example which established the peak current limiting circuit in the conventional ringing choke converter. If the peak current which flows to the 1st switching device Q1 turns into a predetermined current, a transistor Tr4 will turn on and the 1st switching device Q1 will carry out a turn-off.

[0014] Drawing 17 shows the current Id1 wave which flows to the 1st switching device Q1 accompanying an output voltage fall. Although the increment in switching loss is controlled since output voltage responds for falling, the off time amount of the 1st switching device Q1 becomes long, as shown in this drawing, and a switching frequency becomes low, the output current increases.

[0015]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] There were the following faults with the switching power supply equipment of the above-mentioned conventional example 1 and the conventional example 2.

[0016] ** A time delay after it detects the current which flows to the 1st switching device Q1 and a detection electrical potential difference reaches the threshold voltage between base emitters of a transistor Tr2 until it turns on a transistor Tr2 is large. For this reason, ON time amount cannot be reduced to short time amount, but a secondary current increases, and secondary rectifier diode etc. may break.

[0017] This factor is because a transistor Tr2 cannot immediately be turned on, even if a detection electrical potential difference reaches

the threshold voltage between base emitters of a transistor Tr2. It is for sufficient base current to be required in order to make a transistor Tr2 turn on, and for time amount until it secures this base current to turn into a time delay, and to be unable to reduce ON time amount to short time amount, but for output power to increase. If it is furthermore going to turn off the 1st switching device Q1 with a transistor Tr2, the current which flows to the 1st switching device Q1 will decrease, and the both-ends electrical potential difference of Resistance R will fall. If this electrical potential difference becomes below the threshold voltage between base emitters of a transistor Tr2, since it becomes impossible to turn on a transistor Tr2, an ON rate will slow it down quickly. If the ON rate of a transistor Tr2 is slow and a time delay is long, the turn-off rate of the 1st switching device Q1 becomes slow, switching loss not only increases, but it cannot perform narrowing down of ON time amount at the time of an overcurrent, but the output current will increase beyond the increment in the output current accompanying the fall of output voltage. Increase of the output current produces the fault of secondary diode breaking. For this reason, it becomes indispensable to carry out the turn-off of the 1st switching device Q1 quickly.

[0018] ** If the primary peak current is restricted to a predetermined value, while output power will be restricted almost uniformly and output voltage will decline, the output current increases, and secondary rectifier diode etc. may break.

[0019] ** A short-circuit current increases at the time of an output short circuit, and secondary rectifier diode etc. may break.

[0020] The purpose of this invention devises the configuration of the transistor circuit which controls the 1st switching device Q1. If the primary peak current reaches a predetermined current, will carry out the turn-off of the 1st switching device Q1 quickly, will control the peak current, and output power will be restricted. When the output current increases and output voltage declines, output power is decreased, and it is in offering self-oscillation-type switching power supply equipment equipped with the overcurrent protection network which can control the increment in a short-circuit current at the time of an output short circuit.

[0021]

[Means for Solving the Problem] This invention is constituted as follows, in order to solve the above-mentioned technical problem.

[0022] (1) The primary coil T1, the 1st switching device Q1, and the current detection means R and input power V_{in} of Transformer T are

connected to a serial. Connect with 1st drive winding T3 which the rectification smoothing circuit was established in the secondary coil T2 of said transformer T, and was prepared in said transformer T, and said 1st switching device Q1 is turned on / turned off. In the switching power supply equipment which equips with and carries out self-oscillation of the switching control circuit which controls the ON time amount of this switching device Q1, and controls output voltage said switching control circuit After said 1st switching device Q1 carries out a turn-on with the electrical potential difference generated in said 1st drive winding T3, by the time constant circuit It controls to turn on the 1st switching means connected to the control terminal of said 1st switching device Q1, and to carry out the turn-off of said 1st switching device Q1 after the decided predetermined time amount. The ON time limit circuit which sets up the greatest ON time amount of the 1st switching device Q1 by said time constant circuit, The 2nd switching means turned on if the peak current which flows to said 1st switching device Q1 with said current detection means R is detected and this current turns into the predetermined peak current, The 3rd switching means turned on when this 2nd switching means turns on, It is said ** about an implication and this 3rd switching means. The peak current limiting circuit which carries out the turn-off of said 1st switching device Q1 when it connects with the control terminal of the switching means of 1, or the control terminal of said 1st switching device Q1 and this 3rd switching means turns on, since -- it is characterized by having the becoming overcurrent protection network.

[0023] This invention is premised on self-oscillation-type switching power supply equipment.

[0024] With the configuration of this invention, in a peak current limiting circuit, if the peak current of predetermined magnitude is detected, when the 2nd switching means turns on and the 2nd switching means turns on further, the 3rd switching means turns on. The 1st switching means is turned on and the turn-off of the 1st switching element Q1 is carried out because the 3rd switching means turns on. Or without minding the 1st switching means, the turn-off of the 1st switching element Q1 is directly carried out because the 3rd switching means turns on.

[0025] thus -- if the peak current of predetermined magnitude is detected with constituting -- switching means ON [of ** a 2nd] -> -- increase of an electrical signal is achieved by the 3rd switching means ON, and ON or the 1st switching element Q1 carries out [the 1st switching means] a turn-off. For this reason, when the peak current of

predetermined magnitude is detected, the turn-off of the 1st switching element Q1 can be carried out quickly.

[0026] (2) In the primary coil T1 of Transformer T, and a series circuit with Inductor L, a switching circuit S1, and the 1st current detection means R and input power Vin are connected to a serial. The end of the 2nd switching circuit S2 and the series circuit of Capacitor C is connected at the node of the primary coil T1 of said transformer T, a series circuit with Inductor L, and the 1st switching circuit S1. A rectification smoothing circuit is established in the secondary coil T2 of said transformer T, and the 1st switching circuit S1 is constituted from a parallel connection circuit of the 1st switching device Q1, the 1st diode D1, and the 1st capacitor C1. The 2nd switching circuit S2 is constituted from a parallel connection circuit of the 2nd switching device Q2, the 2nd diode D2, and the 2nd capacitor C2. Said transformer T 1st drive winding T3 which generates the electrical potential difference which makes it flow through said 1st switching device Q1, It has 2nd drive winding T four which generates the electrical potential difference which makes it flow through said 2nd switching device Q2. It has the switching control circuit which sandwiches the period when both switching devices of both turn off the 1st-2nd switching device Q1 and Q2, and is turned on / turned off by turns, and is characterized by having the same configuration as the above (1) in the switching power supply equipment which carries out self-oscillation.

[0027] Namely, said switching control circuit After said 1st switching device Q1 carries out a turn-on with the electrical potential difference generated in said 1st drive winding T3, by the time constant circuit It controls to turn on the 1st switching means connected to the control terminal of said 1st switching device Q1, and to carry out the turn-off of said 1st switching device Q1 after the decided predetermined time amount. The ON time limit circuit which sets up the greatest ON time amount of the 1st switching device Q1 by said time constant circuit, The 2nd switching means turned on if the peak current which flows to said 1st switching device Q1 with said current detection means R is detected and this current turns into the predetermined peak current, The 3rd switching means turned on when this 2nd switching means turns on, It is said ** about an implication and this 3rd switching means. The peak current limiting circuit which carries out the turn-off of said 1st switching device Q1 when it connects with the control terminal of the switching means of 1, or the control terminal of said 1st switching device Q1 and this 3rd switching means turns on, since -- it is characterized by having the becoming overcurrent protection network in

the self-oscillation-type switching power supply equipment of two stones. [0028] thus -- if the peak current of predetermined magnitude is detected with constituting -- switching means ON [of ** a 2nd] -> -- increase of an electrical signal is achieved by the 3rd switching means ON, and ON or the 1st switching element Q1 carries out [the 1st switching means] a turn-off. For this reason, when the peak current of predetermined magnitude is detected, the turn-off of the 1st switching element Q1 can be carried out quickly. In the self-oscillation-type switching power supply equipment of two stones If a peak current value is restricted and output power is restricted, the ON time amount of the 1st switching device Q1 will become short with the fall of output voltage. a switching frequency, since it becomes high, output power increases and the output current increases since off time amount is about 1 law It becomes especially important because of control of increase of the output current, and control of the increment in switching loss to detect the peak current and to carry out the turn-off of the 1st switching element Q1 quickly.

[0029] (3) It is characterized by connecting the capacitor by which charge and discharge are carried out to the impedance circuit which constitutes said 1st switching means from a transistor, and constitutes said time constant circuit for the control terminal of this transistor. This invention can compare the charge electrical potential difference of a capacitor, and the threshold (the electrical potential difference between base-emitters: about 0.6 V) of a transistor from constituting the 1st switching means from a transistor. This reduces components mark with an easy configuration, and it contributes to low-cost-izing of switching power supply equipment, and small lightweight-ization.

[0030] (4) It is characterized by controlling the ON time amount of said 1st switching device Q1, and controlling output voltage using the photo coupler from which an impedance is changed to said impedance circuit.

[0031] (5) said impedance circuit -- output voltage -- falling -- ** -- it is characterized by setting up the impedance at the time of charge of said charge-and-discharge capacitor, and the impedance at the time of discharge so that said greatest ON time amount of said 1st switching device Q1 which is not may be shortened.

[0032] The charging time of a charge-and-discharge capacitor is fixed in the steady state from which an I/O electrical potential difference and the load current do not change, in order to repeat the cycle of charge and discharge. However, if output voltage declines, it will become impossible to discharge the charge charge of a capacitor completely, and the charging time will become short. Consequently, the on-timing of the

1st switching means becomes early, and the maximum ON time amount of the 1st switching device Q1 is shortened. Thereby, output power is reduced and can decrease the output current.

[0033] (6) Said switching control circuit is equipped with the delay circuit which consists of a series circuit of resistance or resistance, and a capacitor between said 1st drive winding T3 and control terminals of said 1st switching element Q1. When said output voltage declines and it becomes below a predetermined electrical potential difference, with the impedance of said delay circuit The switching device is prevented from said 1st carrying out [Q1] a turn-on with the electrical potential difference generated in the 1st drive winding, and it is characterized by setting up the impedance of said delay circuit so that it may become starting and the mode of operation which repeats a halt.

[0034] When an electrical potential difference occurs in 1st drive winding T3, from from, a delay circuit delays fixed time amount and impresses this electrical potential difference to the control terminal of the 1st switching device Q1, but if output voltage falls below to a predetermined electrical potential difference, the flyback electrical potential difference generated in 1st drive winding T3 will fall, and the switching device will be prevented from 1st carrying out [Q1] a turn-on. That is, since the partial pressure of the flyback electrical potential difference is carried out with the impedance of a delay circuit, and the impedance between the control terminals of the 1st switching device Q1, by the fall of a flyback electrical potential difference, the electrical potential difference between the control terminals of the 1st switching device Q1 stops reaching a threshold, and the turn-on of the 1st switching device Q1 will not be carried out by 1st drive winding T3, and it becomes quenching. Then, the 1st switching device Q1 will carry out a turn-on by the starting resistance, and it will start, and will be in a idle state. Thus, it becomes starting and the oscillation mode which repeats a halt, and since warm-up time is sufficiently long as compared with the period at the time of continuous oscillation, output power is narrowed down sufficiently small and the output current can be reduced sufficiently small at the time of an overcurrent and an output short circuit.

[0035] (7) If said 3rd switching means is connected to juxtaposition in said impedance circuit and said peak current turns into the predetermined peak current, it will be characterized by turning on the 2nd switching means, turning on said 3rd switching means continuously, making the impedance of said impedance circuit small, turning on said 1st switching means, and carrying out the turn-off of said 1st switching

device Q1.

[0036] In this invention, if the peak current turns into the predetermined peak current, a turn-off will come [switching means / 2nd / switching means / ON -> / 3rd switching means] the ON -> 1st switching device Q1 in the ON -> 1st switching means. At this time, the 3rd switching means is driven with the electrical signal which flows by ON of the 2nd switching means. For this reason, time amount until the 3rd switching means turns on becomes early, and can carry out the turn-off of the 1st switching device Q1 quickly. Moreover, it becomes possible to change actuation by the ON time limit circuit, and actuation by the peak current limiting circuit, without jumping continuously.

[0037] (8) Said peak current limiting circuit is characterized by constituting so that said 1st switching device Q1 may input into the control terminal of said 2nd switching means the electrical potential difference which carried out proportionally [abbreviation] through resistance and diode at the input voltage generated in 1st drive winding T3 at the period of ON.

[0038] When input voltage is changed, an overcurrent point becomes large, so that input voltage is high in a peak current value being the same. Then, by inputting into the control terminal of the 3rd switching means the electrical potential difference proportional to input voltage generated in the 1st drive winding through resistance and diode, only when input voltage is high, an overcurrent point can be made small, and fluctuation of the overcurrent point in input fluctuation can be controlled. That is, when input voltage is high, it comes to turn on the 3rd switching means early more. This contributes to small lightweight-ization of switching power supply equipment.

[0039] (9) the current to which said peak current limiting circuit flows to the 1st switching device Q1 -- increasing -- ** -- the 1st increasing electrical signal and output voltage which are not -- falling -- ** -- the sum of the 2nd increasing electrical signal which is not is inputted into the control terminal of said 2nd switching means, and it is characterized by shortening the ON time amount of said 1st switching device Q1 with the increment in this electrical signal.

[0040] If output voltage declines, since the sum of the electrical signal inputted into the control terminal of the 2nd switching means will increase, the ON time amount of the 1st switching device Q1 is shortened more, output power is reduced, and the output current can be reduced small.

[0041] (10) Said 2nd electrical signal carries out rectification smooth [of the flyback electrical potential difference generated in said 1st

drive winding T3] to the "off" period of said 1st switching device Q1 by diode and the capacitor, and is characterized by having pressured partially the negative potential of this capacitor, and the forward potential of said 1st drive winding T3 with resistance or resistance, and zener diode, and constituting so that a partial pressure electrical potential difference may be inputted into the control terminal of said 2nd switching means through diode.

[0042] The overcurrent characteristic curve which expresses change of the output voltage to the output current with setting zener diode and partial pressure resistance as a predetermined value with such a configuration is made to the form of arbitration. That is, output voltage declines according to an overcurrent, the output voltage to which it is begun to make the 2nd electrical signal increase is set up, and the amount of electrical signals is adjusted. if it becomes the "character of FU" property that output power decreases while output voltage will decline, if augend of the 2nd electrical signal to fluctuation of output voltage is enlarged, and the augend of the 2nd electrical signal is reduced, even if output voltage declines, it becomes the "character of HE" property that output power serves as about 1 law, and even if output voltage declines, it can consider as the drooping characteristic from which the output current does not change by considering as these middle.

[0043] (11) After said 2nd switching device Q2 carries out the turn-on of said switching control circuit with the electrical potential difference generated in said 2nd drive winding T four, it is characterized by having the 2nd ON time amount control circuit controlled to turn on the 4th switching means connected to the control terminal of said 2nd switching device Q2, and to carry out the turn-off of said 2nd switching device Q2 after the predetermined time amount decided by the time constant circuit.

[0044] This invention limits the control circuit which carries out the turn-off of the 2nd switching device Q2 in the self-oscillation switching power supply equipment of 2 stone type of the above (2). By this invention, since the turn-off timing of the 2nd switching device Q2 is decided by the time constant circuit, the ON time amount of the 2nd switching device Q2 can be controlled by the easy configuration, without controlling using IC etc.

[0045] (12) It is characterized by connecting the capacitor by which charge and discharge are carried out to the impedance circuit which constitutes said 4th switching means from a transistor, and constitutes a time constant circuit for the control terminal of this transistor.

[0046] This invention can control the ON time amount of the 2nd switching device Q2 by the easy configuration of the small number of components.

[0047] (13) It is characterized by emitting the energy stored in said primary coil T1 by the ON time amount of said 1st switching device Q1 to a "off" period from said secondary coil T2, and obtaining an output.

[0048] This invention limits that it is switching power supply equipment of a flyback mold.

[0049] (14) Before finishing emitting the energy stored in said primary coil T1 by the ON time amount of said 1st switching device Q1 to a "off" period from said secondary coil T2, it is characterized by setting up the time constant of said 2nd ON time amount control circuit, and operating by the current continuous mode from which the current wave form where it flows to the 1st switching device Q1 serves as a trapezoidal wave so that the turn-on of said 1st switching device Q1 may be carried out.

[0050] Before the energy release from a secondary coil finishes, it makes the resonance current which flows to the series circuit of this 2nd switching device Q2 and Inductor L intercept compulsorily in this invention, after the 2nd switching device Q2 carries out the turn-on of the 2nd ON time amount control circuit. That is, the 2nd ON time amount control circuit is set as the predetermined time constant so that such actuation may be performed.

[0051] In order according to such 2nd ON time amount control circuit to intercept the current which carries out the turn-off of the 2nd switching device Q2, and flows to Inductor L before the energy release from a secondary coil finishes, by change of this current, the electrical potential difference of a primary coil is reversed, thereby, an electrical potential difference occurs in 1st drive winding T3, and the 1st switching device Q1 carries out a turn-on to it. While performing self-oscillation actuation, after a current flows to the secondary of Transformer T by this, a current serves as continuous action mode which follows a primary side and flows, without keeping an idle period, and the current wave form where it flows to the 1st switching device Q1 by the side of [above-mentioned] primary can be made into a trapezoidal wave. That is, since it will operate by the current continuous mode from which the current wave form where it flows to the 1st switching device Q1 at the time of heavy loading serves as a trapezoidal wave, the current peak value and effective current which flow to Transformer T and the 1st switching device Q1 can be reduced, the copper loss of a transformer and flow loss of a switching device Q1

can be reduced, and formation of small lightweight of switching power supply equipment and efficient-ization can be attained.

[0052] (15) If said output voltage declines, said switching control circuit The time constant of said 2nd ON time amount control circuit is set up so that the ON time amount of said 2nd switching device Q2 may become long. After finishing emitting the energy stored in said primary coil T1 to a "off" period from said secondary coil T2, the turn-on of said 1st switching device Q1 is carried out, and it carries out self-oscillation, and it is characterized by the current wave form where it flows to said 1st switching device Q1 serving as a triangular wave.

[0053] The peak current limiting circuit concerning this invention can be applied also when a current wave form serves as a triangular wave instead of a trapezoidal wave. When a current wave form is a triangular wave, a switching frequency becomes low from OFF time amount being decided by the energy-emitting period with the time of a peak current limiting circuit starting actuation to an output voltage fall. Thus, although the increment in the output current cannot take place easily since there is no increment in output power as compared with the case where a switching frequency rises and output power decreases when a switching frequency falls, by carrying out the turn-off of the 1st switching device Q1 more quickly, switching loss can be reduced and ON time amount can be shortened exactly.

[0054] (16) It is characterized by the thing of said 1st and 2nd switching devices for which either was constituted from a field-effect transistor at least.

[0055] In this invention, the parasitic capacitance of a field-effect transistor can be used as a capacitor C1 or a capacitor C2, and the parasitism diode of a field-effect transistor can be used as diode D1 or diode D2. Thereby, components mark can be reduced and low-cost-izing and the formation of small lightweight of switching power supply equipment can be attained.

[0056] (17) It is characterized by constituting said inductor L by the leakage inductor which said transformer T has.

[0057] In this invention, since the leakage inductor which Transformer T has as an inductor L is used, components mark can be reduced and low-cost-izing of switching power supply equipment and small lightweight-ization can be attained.

[0058]

[Embodiment of the Invention] Drawing 1 is the circuit diagram of the switching power supply equipment which is the operation gestalt of this invention.

[0059] In the primary Transformer T side, while the 1st switching circuit S1 and input power V_{in} are connected in the series circuit of the primary coil T1 and Inductor L at a serial, the 2nd switching circuit S2 and the series circuit of Capacitor C are connected to juxtaposition in the series circuit of said primary coil T1 and Inductor L. Moreover, the rectification smoothing circuit containing a rectifying device Ds is connected to the secondary coil T2 of Transformer T.

[0060] The 1st switching circuit S1 consists of parallel connection circuits of the 1st switching device Q1, the 1st diode D1, and the 1st capacitor C1. The 2nd switching circuit S2 consists of parallel connection circuits of the 2nd switching device Q2, the 2nd diode D2, and the 2nd capacitor C2.

[0061] 1st drive winding T3 and 2nd drive winding T four are prepared in Transformer T, the 1st switching control circuit is connected to it between the control terminals of 1st drive winding T3 and the 1st switching device Q1, and the 2nd switching control circuit is prepared between the control terminals of 2nd drive winding T four and the 2nd switching device Q2. The switching control circuit of this invention consists of these 1st and 2nd switching control circuits. These 1st and 2nd switching control circuits This switching device is controlled to insert the period which the 1st-2nd switching device Q1 and Q2 turns [both] off, and to turn on/turn off by turns. Energy is stored in the "on" period of the 1st switching device Q1 at the primary coil T1 and Inductor L, energy is emitted to the "off" period of the 1st switching device Q1 from the secondary coil T2, and self-oscillation of the 1st switching device Q1 and 2nd switching device Q2 is carried out.

[0062] Said 1st switching control circuit consists of a delay circuit 1 and an ON time amount control circuit 2. The ON time amount control circuit 2 constitutes a part of overcurrent protection network like the after-mentioned.

[0063] A delay circuit 1 consists of a series circuit of resistance R4 and a capacitor C3, is delayed and impresses the electrical potential difference generated in 1st drive winding T3 to the control terminal of the 1st switching device Q1. The time delay set as this delay circuit 1 is set as time amount until the charge charge of the capacitor C1 currently impressed to the both ends of the 1st switching device Q1 in an OFF state discharges and it falls to a zero electrical potential difference, or time amount until it falls near a zero electrical potential difference, after an electrical potential difference occurs in 1st drive winding T3. Thereby, after the electrical potential difference impressed to the both ends falls to a zero electrical potential

difference or near a zero electrical potential difference, it comes to carry out the turn-on of the 1st switching device Q1.

[0064] The transistor Tr1 said whose ON time amount control circuit 2 is the 1st switching means connected between the control terminal of the 1st switching device Q1, and the reference potential (negative electrode) terminal of input power Vin, It has the time constant circuit which is connected to the control terminal of this transistor Tr1 and which consists of a series circuit of resistance R2, resistance R3, and the photo transistor of a photo coupler PC, and a capacitor C4, and the transistor Tr1 is connected to the control terminal of the 1st switching device Q1. After connecting with 1st drive winding T3, charging a capacitor C4 according to the current which flows to resistance R2 at the time of an overcurrent and an electrical potential difference's occurring in 1st drive winding T3, the series circuit of resistance R2 and a capacitor C4 turns on a transistor Tr1 after predetermined time amount, and carries out the turn-off of the 1st switching device Q1. Moreover, the series circuit of the above-mentioned photo transistor and resistance R3 controls the ON time amount of a transistor Tr1 based on the signal from the below-mentioned output voltage detector, and attains stabilization of output voltage Vo.

[0065] Said 2nd switching control circuit consists of a delay circuit 3 and the 2nd ON time amount control circuit 4.

[0066] A delay circuit 3 is delayed and impresses the electrical potential difference generated in 2nd drive winding T four to the control terminal of the 2nd switching device Q2. Like the above-mentioned delay circuit 1, the time delay of this delay circuit 3 is set as time amount until the electrical potential difference impressed to the both ends of the 2nd switching device Q2 falls a zero electrical potential difference or near a zero electrical potential difference, after an electrical potential difference occurs in 2nd drive winding T four. By this, the 2nd switching device Q2 also performs zero electrical-potential-difference switching. Moreover, it connected with the control terminal of the transistor Tr11 which is the 4th switching means connected to the control terminal of the 2nd switching device Q2, and this transistor Tr11, and the 2nd ON time amount control circuit 4 is equipped with the time constant circuit which consists of resistance R13 and a capacitor C12. After the electrical potential difference of 2nd drive winding T four occurs, the time constant circuit of resistance R13 and a capacitor C12 turns on a transistor Tr11 after predetermined time amount, and carries out the turn-off of the 2nd switching device Q2. Moreover, before the energy release from the secondary coil T2 finishes,

the current which flows to the series circuit of this 2nd switching device Q2 and Inductor L is intercepted compulsorily, and after an electrical potential difference occurs in 2nd drive winding T four and the 2nd switching device Q2 carries out the turn-on of the time constant circuit which consists of a series circuit of this resistance R13 and a capacitor C12 to it like previous statement, the time constant is set up so that the turn-off of the 2nd switching device Q2 may be carried out. Thereby, if the 2nd switching device Q2 carries out a turn-off, it continues, and the 1st switching device Q1 can carry out a turn-on, and the current Id1 which flows to the 1st switching device Q1 will serve as a trapezoidal wave form.

[0067] The peak current limiting circuit 5 including the resistance R which is a current detection means to detect the magnitude of the current Id1 which flows to this switching device Q1 is connected to said 1st switching device Q1. The resistance R whose peak current limiting circuit 5 detects the magnitude of the above-mentioned current Id1 The transistor Tr2 whose both-ends electrical potential difference of this resistance R is the 2nd switching means inputted into a base terminal through resistance R6, It has the transistor Tr3 whose collector current of a transistor Tr2 is the 3rd switching means supplied as base current, and the transistor Tr1 whose collector current of a transistor Tr3 is the 1st switching means supplied as base current.

[0068] This peak current limiting circuit 5 pressures partially the electrical potential difference corresponding to the magnitude of the current Id1 which flows to Resistance R by resistance R6 and resistance R7, and supplies it between the base-emitters of a transistor Tr2. When this electrical potential difference exceeds a threshold Vbe (about 0.6 V), a transistor Tr2 turns on, a transistor Tr3 turns on, further, a transistor Tr1 turns on and the 1st switching device Q1 carries out a turn-off. The current peak value Idp which flows to the primary coil T1 and the 1st switching device Q1 can be restricted to a predetermined value by this, and the magnetic saturation of the transformer by the overcurrent can be prevented.

[0069] FET which is the 1st switching device Q1 here The transistor Tr1 connected between the gate sources of Q1 is turned on, an electrical potential difference is discharged, and it is FET. The collector current of the transistor Tr1 required to carry out the turn-off of Q1 is set to Ic. Transistor Tr1, Disregard of the leakage current etc. of the required base current Ib for making a transistor Tr2 turn on, when the amplification factor of Tr2 and Tr3 is set to α_1 , α_2 , and α_3 , respectively expresses it with the following formulas.

[0070]

$I_b = I_c / (\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3)$ -- -- It is conventionally expressed with the following formulas shown in **, on the other hand drawing 14 in a circuit.

[0071] $I_b = I_c / \alpha_2$ -- -- The direction of formula ** turns on a transistor Tr1 by little base current I_b from the comparison of ** type ** and formula **, and it is FET. It is FET, after it detects the peak current and the electrical potential difference between base emitters of a transistor Tr2 reaches threshold voltage, since the turn-off of Q1 can be carried out. A time delay until it carries out the turn-off of Q1 is short, and it is FET quickly. The turn-off of Q1 can be carried out.

[0072] In addition, at the time of an overcurrent, the ON time limit circuit 2 including the time constant circuit equipped with resistance R2 and a capacitor C4 also performs an overcurrent protection. If the current peak value of the current I_{d1} which the output current I_o from the secondary coil T2 increases, and flows to the 1st switching device Q1 like the after-mentioned from the mode of operation by which output voltage is stabilized becomes larger than fixed, the peak current limiting circuit 5 will operate and current peak value will be restricted, but if the output current I_o tends to increase further, it will become the actuation to which output voltage falls, keeping output power constant. At this time, the above-mentioned time constant circuit of the ON time limit circuit 2 brings forward the on-timing of a transistor Tr1 with the fall of output voltage, and, thereby, controls the maximum ON time amount of the 1st switching device Q1 to become short.

[0073] If output voltage furthermore declines, the flyback electrical potential difference generated in 1st drive winding T3 falls, the partial pressure of the flyback electrical potential difference is carried out with the impedance of a delay circuit, and the impedance between the control terminals of the 1st switching device Q1, the electrical potential difference between the control terminals of the 1st switching device Q1 will stop reaching a threshold, and the 1st switching device Q1 will serve as quenching by 1st drive winding T3, without carrying out a turn-on. Then, the 1st switching device Q1 will carry out a turn-on again by the starting resistance, and it will start, and will be in a idle state. Thus, it becomes starting and the oscillation mode which repeats a halt, and since warm-up time is sufficiently long as compared with the period at the time of continuous oscillation, output power is narrowed down sufficiently small and a short-circuit current can be reduced sufficiently small at the time of

an output short circuit.

[0074] Therefore, current peak value is restricted to the 1st by the peak current limiting circuit 5 at the time of an overcurrent. Restrict output power, prevent the magnetic saturation of a transformer, and the maximum ON time amount of the 1st switching device Q1 is shortened by the ON time limit circuit 2 the 2nd. Output power is reduced, and the increment in the output current is controlled, and output power is sharply reduced by the turn-on delay circuit to the 3rd as a mode of operation which repeats starting and a halt, and a short-circuit current can be reduced.

[0075] Furthermore, the input voltage amendment circuit 6 at the time of an overcurrent protection is connected to the peak current limiting circuit 5. In this invention, this input amendment circuit 6 also turns into a part of overcurrent protection network. It connects with 1st drive winding T3 between the base terminals of the transistor Tr2 of the peak current limiting circuit 5, and the input amendment circuit 6 consists of diode D4, zener diode D5, and a series circuit of resistance R8. This circuit is for amending the output current to which the peak current limiting circuit 5 operates, when input voltage is changed. That is, since the electrical potential difference generated in 1st drive winding T3 also becomes high when input voltage is high, the operating point of an overcurrent protection network is made low by passing a current to the base terminal of a transistor Tr2 by the root of this amendment circuit 6. thus, it is possible to make the operating point of an overcurrent protection network into about 1 law to fluctuation of input voltage by carrying out.

[0076] The output voltage detector 7 which detects output voltage V_o is established in the output side of the secondary coil T2 of Transformer T.

[0077] This output voltage detector 7 equips the shunt regulator IC 1 by whom the node (reference point) of the partial pressure resistance R20 and R21 which pressures output voltage V_o partially, and resistance of those is connected to the input terminal of the reference electrical potential difference V_r , and this shunt regulator IC 1 with the photodiode of the photo coupler PC connected to a serial. A shunt regulator IC 1 compares the reference electrical potential difference V_r with the partial pressure electrical potential difference V_a by the partial pressure resistance R20 and R21, and controls the current between cathode-anodes according to the difference. A photo coupler PC changes change of this current into the strength of light. That is, if output voltage V_o becomes high, the impedance between the collector emitters of the photo transistor of the ON time amount control circuit 2

becomes small, by this, the charging time of the capacitor C4 in the "on" period of the 1st switching device Q1 will be rash, a transistor Tr1 will turn on early more, the turn-off timing of the 1st switching device Q1 will become early, and ON time amount will become short. If the ON time amount of the 1st switching device Q1 becomes short, the output current will decrease and output voltage Vo will decline. If output voltage Vo declines rather than a predetermined electrical potential difference (programmed voltage), by actuation contrary to the above, output power will increase and output voltage will rise. Thus, stabilization control of output voltage is performed and the output voltage Vo at this time is expressed with a degree type.

[0078] The actuation at the time of rating of $V_o = V_{rx} (R_{20} + R_{21}) / R_{21}$, next above switching power supply equipment is explained.

[0079] Drawing 2 is a wave form chart at the time of rating of the circuit shown in drawing 1. Hereafter, actuation of this circuit is explained to a detail with reference to drawing 1 and drawing 2.

[0080] In drawing 2, the both-ends voltage waveform of Capacitors C1, C2, and Cs, and Id1, Id2 and Is of the signal with which S1 and S2 express ON/OFF of the 1st switching device Q1 and the 2nd switching device Q2, and Vds1, Vds2 and Vs are switching circuits S1 and S2 and the current wave form of a rectifying device Ds, respectively.

[0081] The switching operation in the optimal steady state of this circuit can be divided into four operating state of time amount t1-t5 in 1 switching period T. Hereafter, the actuation in each condition is explained.

[0082] (Condition 1) t1 - the t2 1st switching device Q1 are turned on, and a primary coil current increases linearly by impressing input voltage to the primary coil T1 of Transformer T. At this time, excitation energy is stored in Transformer T. Moreover, at this time, a capacitor C4 is charged through a photo coupler PC, if the electrical potential difference of this capacitor C4 reaches the threshold electrical potential difference (about 0.6 V) of a transistor Tr1, this transistor Tr1 turns on, and the 1st switching device Q1 carries out a turn-off by time amount t2, and it changes in the condition 2.

[0083] (Condition 2) If t2 - the t3 1st switching device Q1 carry out a turn-off, degree coil T1 and Inductor L of Transformer T will resonate with capacitors C1 and C2, will charge a capacitor C1, and will discharge a capacitor C2. Moreover, in a secondary, the secondary coil T2 and Capacitor Cs of Transformer T resonate, and Capacitor Cs is discharged. The curve of the standup of an electrical potential difference Vs1 and the falling part of an electrical potential

difference V_{ds1} is a part of sine wave by resonance with the primary coil T1, Inductor L and a capacitor C1, and a capacitor C2. If the both-ends electrical potential difference V_{ds2} of a capacitor C2 descends and it becomes a zero electrical potential difference, diode D2 will flow and it will change in the condition 3.

[0084] At this time, by the secondary, the both-ends electrical potential difference V_s of Capacitor Cs descends to a zero electrical potential difference, a rectifying device Ds flows, and it becomes zero electrical-potential-difference turn-on actuation. The curve of the falling part of this both-ends electrical potential difference V_s is a part of sine wave by resonance with Capacitor Cs and the secondary coil T2.

[0085] (Condition 3) After $t_3 - t_4$ diode D2 has flowed, the electrical potential difference generated in 2nd drive winding T four is delayed, the control terminal of the 2nd switching device Q2 is given by the delay circuit 3 which consists of a capacitor 11 and resistance R11, and the turn-on of this 2nd switching device Q2 is carried out. Thereby, zero electrical-potential-difference switching operation of the 2nd switching device Q2 is carried out. In the condition 3, diode D2 and the 2nd switching device Q2 have flowed in the primary side, as for Inductor L and Capacitor C, resonance is begun, and Capacitor C discharges. At this time, by the secondary, a rectifying device Ds flows, emits the excitation energy stored in Transformer T from the secondary coil T2, and is outputted through a rectification smoothing circuit. In this condition, since the current I_s which flows to a rectifying device Ds serves as the value and analog which added the exciting current I_m which decreases linearly to the resonance current I_{d2} by the inductor L by the side of primary, and Capacitor C, it recovers from zero current comparatively steeply, and serves as a wave which has a sine wave-like curve.

[0086] In a primary side, if a capacitor C12 is charged through resistance R12 with the electrical potential difference generated in 2nd drive winding T four and the charge electrical potential difference reaches the threshold electrical potential difference (about 0.6 V) of a transistor Tr2, this transistor Tr2 will turn on and the resonance current which flows to the 2nd switching device Q2 will be intercepted compulsorily. And the magnitude of the above-mentioned resonance current intercepted at this time is near peak value, and that timing is time amount t_4 . The time constant circuit which consists of resistance R12 and the capacitor C12 of the ON time amount control circuit 4 is set as the time constant which carries out the turn-off of the 2nd switching

device Q2 by the above-mentioned time amount t_4 .

[0087] (Condition 4) If the turn-off of t_4 - the t_5 2nd switching device Q2 is carried out, the resonance current I_{d2} will be intercepted rapidly, an electrical potential difference will occur in Inductor L by this rapid current change, and the electrical potential difference of the primary coil T1 of Transformer T will be reversed. Inductor L resonates with capacitors C1 and C2, with the excitation energy of Inductor L, discharges a capacitor C1 and charges a capacitor C2. If the both-ends electrical potential difference V_{ds1} of a capacitor C1 descends and it becomes a zero electrical potential difference by time amount t_5 , diode D1 will flow and a condition 4 will be completed. The electrical potential difference generated in 1st drive winding T3 is delayed by the condition that diode D1 has flowed, and the control terminal of the 1st switching element Q1 is given in it by the delay circuit 1 which consists of resistance R3 and a capacitor C3. The 1st switching device Q1 carries out a turn-on, and zero electrical-potential-difference switching operation is performed by this.

[0088] In a secondary, if the turn-off of the switching device Q2 is carried out, a rectifying device Ds turns off, and the both-ends electrical potential difference V_s of Capacitor Cs will rise from a zero electrical potential difference, and will be clamped by the electrical potential difference of the sum of secondary coil electrical potential differences and output voltage.

[0089] Per 1 switching period and the above actuation are performed, and this actuation is repeated hereafter.

[0090] (Actuation of an overcurrent protection network) Actuation of the overcurrent protection network at the time of an overcurrent and the input voltage amendment circuit 6 is explained using drawing 3 which shows an output voltage current characteristic below. The overcurrent protection network consists of an ON time limit circuit 2, and the peak current limiting circuit 6 and a delay circuit 1.

[0091] If the current peak value which the output current increases and flows to the 1st switching device Q1 (FET Q1) becomes large, in order to prevent the saturation of a transformer, an overcurrent protection network will work. In drawing 1, current peak value is detected by Resistance R, the partial pressure of the both-ends electrical potential difference of Resistance R is carried out by resistance R6 and resistance R7, and an electrical potential difference is supplied between the BESU emitters of a transistor Tr2. If the electrical potential difference between BESU emitters of a transistor Tr2 exceeds threshold voltage (about 0.6 V), a transistor Tr2 turns on, a transistor

Tr3 is turned on, the electrical potential difference between base emitters of Transistor Tr1 reaches threshold voltage (about 0.6 V), Transistor Tr1 turns on, and the turn-off of the 1st switching device Q1 is carried out. Therefore, it is restricted, output power is restricted and the current peak value which flows to the primary coil T1 prevents the saturation of a transformer.

[0092] From 0 of drawing 3, output voltage is stabilized till an A point and it is controlled. Since current peak value begins to be restricted at Point A, if the output current is made to increase further, it will become almost fixed [output power] and output voltage will decline. Here, a capacitor C4 is charged considering resistance R2 as a path on the forward electrical potential difference proportional to the input voltage generated in 1st drive winding T3, in order to discharge considering resistance R2 as a path on the negative electrical potential difference proportional to output voltage, if output voltage declines, the discharge current of a capacitor C4 will become small, and the maximum ON time amount by the time constant circuit becomes short. The voltage waveform between base emitters of Transistor Tr1 and an output voltage wave are shown in drawing 6. With the fall of output voltage, drawing in to the negative potential of the electrical potential difference between base emitters of Transistor Tr1 becomes small, and ON time amount is shortened.

[0093] With an output voltage fall, the maximum ON time amount by the time constant circuit becomes short, and before the peak current which flows to the 1st switching device Q1 in respect of [B] drawing 3 reaches the set point, the turn-off of the 1st switching device Q1 is carried out. If output voltage declines at Point C from Point B, output power will decrease and the output current will decrease.

[0094] Next, in [C] that the maximum ON time amount by the time constant circuit became short, the flyback electrical potential difference generated in 1st drive winding T3 falls, and the switching device is prevented from 1st carrying out [Q1] a turn-on. That is, since the partial pressure of the flyback electrical potential difference is carried out with the impedance of a delay circuit, and the impedance between the control terminals of the 1st switching device Q1, by the fall of a flyback electrical potential difference, the electrical potential difference between the control terminals of the 1st switching device Q1 stops reaching a threshold, and the turn-on of the 1st switching device Q1 will not be carried out by 1st drive winding T3, and it becomes quenching. Then, the 1st switching device Q1 will carry out a turn-on by the starting resistance, and it will start, and will be in a

idle state. Thus, it becomes starting and the oscillation mode which repeats a halt, and since warm-up time is sufficiently long as compared with the period at the time of continuous oscillation, output power is narrowed down sufficiently small and the output current can be reduced sufficiently small at the time of an overcurrent and an output short circuit. If it becomes deactivation oscillation mode in respect of [C] drawing 3 , it will jump at the point D of drawing 3 .

[0095] Moreover, diode D4, zener diode D5, and the circuit shown by resistance R8 It is for amending the predetermined peak current to which the peak current limiting circuit 5 operates when input voltage is changed. Since the electrical potential difference generated in 1st drive winding T3 also becomes high when input voltage is high, zener diode D5 can flow, a current can flow in diode D4, zener diode D5, and the path of resistance R8, and the operating point of an overcurrent protection network can be made low. Thereby, the operating point of an overcurrent protection network can be set almost constant to input voltage fluctuation.

[0096] Drawing 4 shows the wave of the current Id1 to which a peak current value is restricted. In the circuit of drawing 1 , it decides on the OFF time amount of the 1st switching device Q1 by the ON time amount of the 2nd switching device Q2 (FET Q2). Although the width of face of ON of the 1st switching device Q1 becomes small as the ON time amount of the 2nd switching device Q2 is shown in drawing 4 in an almost fixed case, the OFF time amount of the 1st switching device Q1 is almost fixed, and a switching frequency rises with an output voltage fall. When a switching frequency rises, since output power increases as compared with the case where a switching frequency is fixed, the output current will increase more. For this reason, it is required to shorten a time delay after the peak current which flows to Resistance R reaches a predetermined electrical potential difference until it carries out the turn-off of the 1st switching device Q1 as much as possible, it becomes especially important that the turn-off of the 1st switching device Q1 can be carried out quickly, by shortening ON time amount exactly, before the output current increases, it shifts to deactivation oscillation mode and output power is reduced sharply.

[0097] On the other hand, when the wave of Current Id1 is a triangular wave, the off time amount of the 1st switching device Q1 is decided by the energy release period. There is a ringing choke converter as a circuit which carries out such actuation. In this circuit, a switching frequency becomes low with the A point of drawing 3 to an output voltage fall, it shifts to deactivation oscillation mode comparatively easily,

and output power can be reduced sharply (R> drawing 5 5 reference).

[0098] Moreover, also in the circuit of drawing 1 , it is possible to set up so that the ON time amount of the 2nd switching device Q2 may become long by output voltage fall, and it becomes possible by setting the impedance at the time of charge of the charge-and-discharge capacitor of the time constant circuit in the 2nd ON time amount control circuit, and the impedance at the time of discharge as a predetermined value. In drawing 1 , it is at the charge and discharge time, and the impedance of the both ends of resistance R13 is set up so that it may become a predetermined impedance. In the example shown in drawing 1 , the output voltage generated in the 2nd drive winding charges with the electrical potential difference which carries out proportionally [abbreviation], and a charge-and-discharge capacitor discharges to input voltage with the electrical potential difference which carries out proportionally [abbreviation]. For this reason, when there is no change of an I/O electrical potential difference, in order that the charging time of a charge-and-discharge capacitor may repeat the cycle of charge and discharge, by the steady state from which an I/O electrical potential difference and the load current do not change, it is almost fixed and the ON time amount of the 2nd switching device Q2 also becomes almost fixed. However, if output voltage declines, since the electrical potential difference which carries out proportionally [abbreviation] will become low at the output voltage generated in the 2nd drive winding, the charging time becomes long, consequently the on-timing of the transistor Tr11 which is the 4th switching means becomes late, and the ON time amount of the 2nd switching device Q2 becomes long.

[0099] The ON time amount of the 2nd switching device Q2 becomes long, if the turn-off of the 2nd switching device Q2 is carried out for the resonance current which flows to the 2nd switching device Q2 near zero current exceeding peak value, it is lost that the resonance current Id2 is intercepted rapidly, since there is no rapid current change, an electrical potential difference will not occur in Inductor L, and the electrical potential difference of the primary coil T1 of Transformer T will not be reversed. For this reason, emission of energy is completed, the electrical potential difference of the primary coil T1 of Transformer T is reversed to the timing from which the rectifier diode of a secondary was un-flowing, the 1st switching device Q1 carries out a turn-on, and the wave of the current Id1 which flows to the 1st switching device Q1 serves as a triangular wave. That is, by output voltage fall, it becomes the current criticality mode actuation it is decided in the energy-emitting period after the turn-off of the 2nd

switching device Q2 that off time amount will be, and the wave of Current I_{dl} serves as a triangular wave from the current continuous mode in which the 1st switching device Q1 carries out a turn-on to the timing of the turn-off of the 2nd switching device Q2. Even in this case, a switching frequency becomes low with the A point of drawing 3 to an output voltage fall.

[0100] If the case where it becomes low with the case where a switching frequency becomes high with an output voltage fall here is compared, since output power will become large also by the ON time amount with the same direction in case a switching frequency becomes high, Big narrowing down of ON time amount is needed, and it is necessary to shorten more a time delay after the electrical potential difference between base emitters of a transistor Tr2 reaches threshold voltage until it carries out the turn-off of the 1st switching device Q1, and to carry out the turn-off of the 1st switching device Q1 more quickly. Anyway, in order to reduce switching loss and to control increase of the output current, it is required to shorten a time delay after detecting the peak current until it carries out the turn-off of the 1st switching device Q1, and to carry out the turn-off of the 1st switching device Q1 quickly, and it can be solved by this invention.

[0101] Drawing 7 is the circuit diagram of the switching power supply equipment of the 2nd operation gestalt of this invention.

[0102] Between the collector emitters of a transistor Tr3 is connected between the gate sources of the 1st switching device Q1 to the operation gestalt 1. Resistance R detects the peak current of the 1st switching device Q1, and it pressures partially by resistance R6 and R7, if the both-ends electrical potential difference of resistance R7 exceeds the threshold voltage between base emitters of a transistor Tr2, a transistor Tr2 turns on, a transistor Tr3 turns on, and the 1st switching device Q1 carries out a turn-off.

[0103] The collector current of the transistor Tr1 required to turn on the transistor Tr1 connected between the gate sources of the 1st switching device Q1 here, discharge an electrical potential difference, and carry out the turn-off of the 1st switching device Q1 is set to I_c . Disregard of the leakage current etc. of the required base current I_b for making a transistor Tr2 turn on, when the amplification factor of transistors Tr2 and Tr3 is set to α_2 and α_3 , respectively expresses it with the following formulas.

[0104] $I_b = I_c / (\alpha_2 \alpha_3)$ As ** type **, above-mentioned formula **, and formula ** are compared and understood, there is more base current than formula **, and formula ** is the need, although improved

from formula **. For this reason, a time delay after the electrical potential difference between base emitters of a transistor Tr2 reaches threshold voltage until it carries out the turn-off of the 1st switching device Q1 is longer than the circuit of the 1st operation gestalt. However, it becomes shorter than the time delay of the conventional circuit of drawing 14 , and the same effectiveness as the 1st operation gestalt can be done so.

[0105] Drawing 8 is the circuit diagram of the switching power supply equipment of the 3rd operation gestalt of this invention. This switching power supply equipment is also one of the 2 stone type self-oscillation switching power supply equipment which operates by current continuous mode.

[0106] It is the configuration of carrying out rectification smooth [of the flyback electrical potential difference generated in 1st drive winding T3] to the off period of the 1st switching device Q1 by diode D20 and the capacitor C20, pressuring partially the potential of 1st drive winding T3 to which the negative potential and diode D22 of a capacitor C20 are connected with zener diode D21 with resistance R20 and R21, and inputting a partial pressure electrical potential difference into the base of a transistor Tr2 through diode D23. If output voltage declines, the partial pressure electrical potential difference of the anode of diode D23 rises, since the current inputted into the base of a transistor Tr2 increases, ON time amount can be shortened, output power can be reduced, and the output current can be decreased.

[0107] In this circuit, by enlarging the current inputted into the base of a transistor Tr2, ON time amount can be shortened further, output power can be reduced, and the output current can be decreased from the circuit of the 1st operation gestalt.

[0108] Drawing 9 is the circuit diagram of the switching power supply equipment of the 4th operation gestalt of this invention.

[0109] Generally, with the circuit system called a ringing choke converter, energy is stored in the "on" period of the 1st switching device Q1, and energy is emitted to a "off" period from a secondary coil. The primary coil current of a "on" period serves as a triangular wave, and has the same effectiveness as the circuit of the 1st operation gestalt. The current wave form where it flows to the 1st switching device Q1 as compared with this circuit serves as a triangular wave, ON time amount becomes short and off time amount becomes long as output voltage declines. A switching frequency falls in synthesis. On the other hand, the current wave form where it flows to the 1st switching device Q1 serves as a trapezoidal wave, and when operating by continuous mode

in the 1st operation gestalt, even if output voltage declines, the off time amount hardly changes, but since ON time amount becomes short, a switching frequency rises. Since a switching frequency becomes falling small [direction / an output], as compared with the 1st operation gestalt, increase of the output current is controlled more.

[0110] Drawing 10 is the circuit diagram of the switching power supply equipment of the 5th operation gestalt of this invention.

[0111] This circuit shares a transistor Tr1 and a transistor Tr2 with a transistor Tr4 in the circuit of drawing 9 . if the peak current which flows to the 1st switching device Q1 turns into a predetermined current -- the order of transistor Tr4 ->Tr3 -- turning on -- the 1st switching device Q1 -- a turn-off -- carrying out -- the same effectiveness as the 1st operation gestalt -- it is -- this -- there is the advantage which can lessen the one number of transistors from the 1st operation gestalt.

[0112] Drawing 11 is the circuit diagram of the switching power supply equipment of the 6th operation gestalt of this invention.

[0113] In 2 stone type self-oscillation switching power supply equipment which operates by current continuous mode, the electrical potential difference which carried out rectification smooth [of the source power supply] is made into input power. Moreover, the current transformer is used as a current detection means, there is the same effectiveness as the 1st operation gestalt, and the loss in the output voltage detector 7 can be reduced using a current transformer.

[0114] Drawing 12 is the circuit diagram of the switching power supply equipment of the 7th operation gestalt of this invention. In 2 stone type self-oscillation switching power supply equipment which operates by current continuous mode, the series circuit of the 2nd switching device Q2 and Capacitor C is connected to the 1st switching device Q1 and juxtaposition.

[0115] Although the applied voltage of Capacitor C becomes large, capacity can be reduced if LC resonant period is made the same.

[0116] Drawing 13 is the circuit diagram of the switching power supply equipment of the 8th operation gestalt of this invention. In 2 stone type self-oscillation switching power supply equipment which operates by current continuous mode, the 1st switching device Q1 and 2nd switching device Q2 are connected to a serial, and Inductor L is connected with Capacitor C at the serial.

[0117] Since only input voltage is impressed to the 1st switching device Q1 and 2nd switching device Q2, FET of the switching device of low pressure-proofing is applicable. Generally, since on resistance is small, FET of low pressure-proofing can reduce flow loss, and can attain

efficient-ization.

[0118]

[Effect of the Invention] According to this invention, there is the following effectiveness.

[0119] ** if the current peak value of a primary coil reaches a predetermined value -- switching means ON [of ** a 2nd] -> -- increase of an electrical signal is achieved by the 3rd switching means ON, the turn-off of the 1st switching device Q1 can be carried out quickly, the switching loss at the time of a turn-off is reduced, and increase of the output current can be controlled.

[0120] ** By the peak current limiting circuit 5 which restricts the peak current, the current peak value of a primary coil can be restricted to a predetermined value, the magnetic saturation of a transformer can be prevented, and the high-reliability of switching power supply equipment can be acquired.

[0121] ** By the ON time limit circuit 2 which shortens the greatest ON time amount, output voltage can follow on falling, output power can be reduced, and the output current can be decreased.

[0122] ** By setting up the impedance of a turn-on delay circuit appropriately, as actuation which repeats starting and quenching, output power can be reduced sharply and a short-circuit current can be reduced. On the other hand, in the conventional examples 1 and 2, since an output voltage current characteristic becomes like drawing 18, it cannot move to deactivation oscillation mode, but a secondary current increases at the time of a short circuit, and rectifier diode etc. may break.

[0123] ** In the overcurrent protection network which consists of an ON time limit circuit 2 which restricts ON time amount by the time constant circuit, and a peak current limiting circuit 5 which restricts the peak current which flows to the 1st switching device Q1, since the transistor Tr1 which is the 1st switching means can be used also [control / of the 1st switching device Q1 / turn-off], components mark are reducible. Moreover, actuation of the peak current limiting circuit 5 and actuation by the ON time limit circuit 2 can be changed continuously, and actuation can be stabilized. Furthermore, since a transistor with small current capacity is sufficient as transistors Tr2 and Tr3 compared with Transistor Tr1, they do not raise cost.

[0124] ** Since the output current (overcurrent point) which starts a peak current limit can be set constant even when input voltage changes, the magnetic saturation of a transformer can be controlled and the miniaturization of a transformer can be attained.

[0125]

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] The circuit diagram of the switching power supply equipment of the 1st operation gestalt of this invention

[Drawing 2] The wave form chart of operation at the time of rating

[Drawing 3] Output voltage current characteristic Fig.

[Drawing 4] Current Id1 wave form chart at the time of an output voltage fall

[Drawing 5] Current Id1 wave form chart at the time of an output voltage fall

[Drawing 6] The electrical-potential-difference wave form chart between base emitters of Tr1 at the time of an output voltage fall

[Drawing 7] The circuit diagram of the switching power supply equipment of the 2nd operation gestalt of this invention

[Drawing 8] The circuit diagram of the switching power supply equipment of the 3rd operation gestalt of this invention

[Drawing 9] The circuit diagram of the switching power supply equipment of the 4th operation gestalt of this invention

[Drawing 10] The circuit diagram of the switching power supply equipment of the 5th operation gestalt of this invention

[Drawing 11] The circuit diagram of the switching power supply equipment of the 6th operation gestalt of this invention

[Drawing 12] The circuit diagram of the switching power supply equipment of the 7th operation gestalt of this invention

[Drawing 13] The circuit diagram of the switching power supply equipment of the 8th operation gestalt of this invention

[Drawing 14] The circuit diagram of the switching power supply equipment of the conventional example 1

[Drawing 15] The circuit diagram of the switching power supply equipment of the conventional example 2

[Drawing 16] Current I_{d1} wave form chart at the time of the output voltage fall of the conventional example 1

[Drawing 17] Current I_{d1} wave form chart at the time of the output voltage fall of the conventional example 2

[Drawing 18] The output voltage current characteristic Fig. of the conventional examples 1 and 2

[Translation done.]

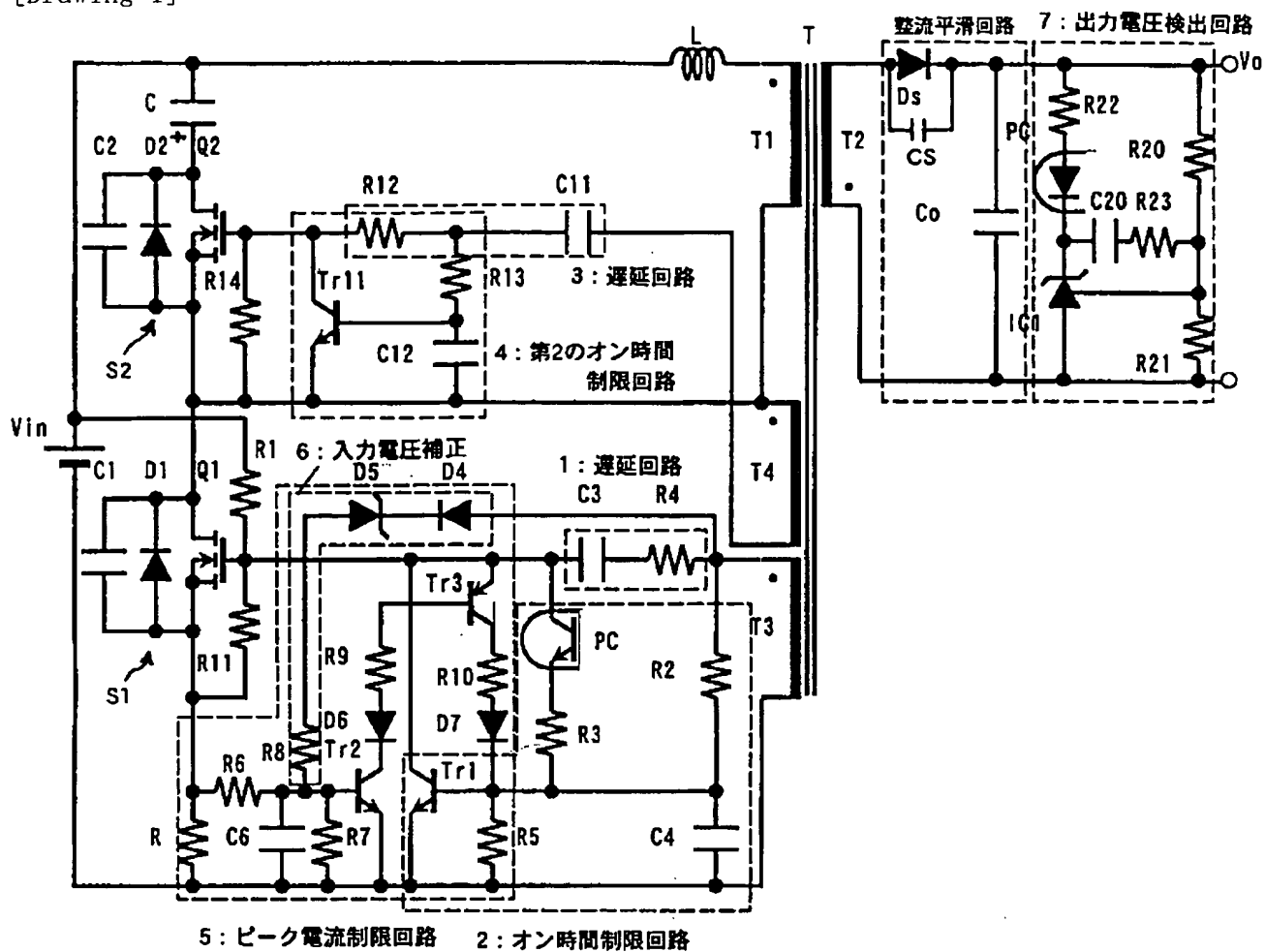
* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

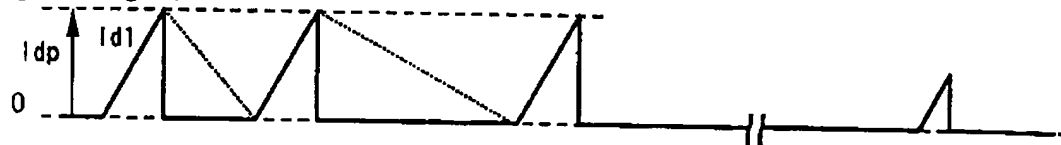
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

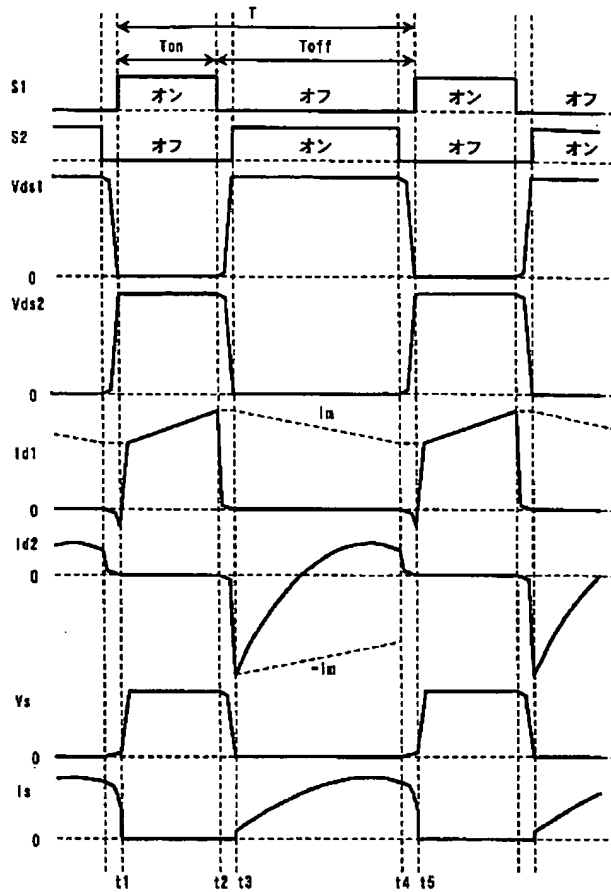
[Drawing 1]



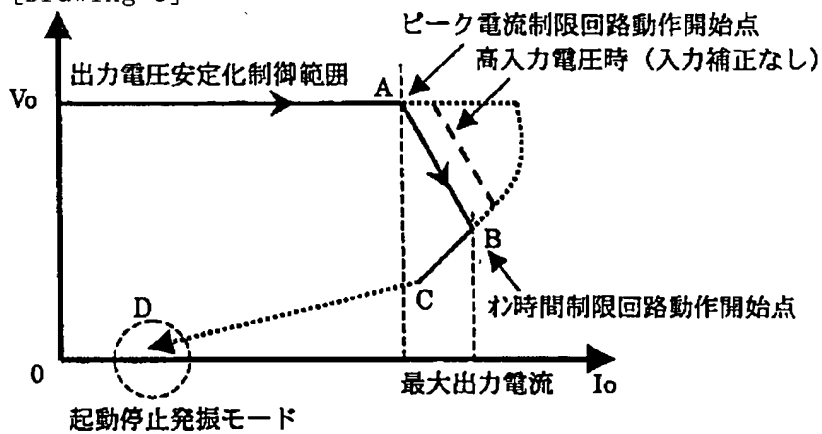
[Drawing 5]



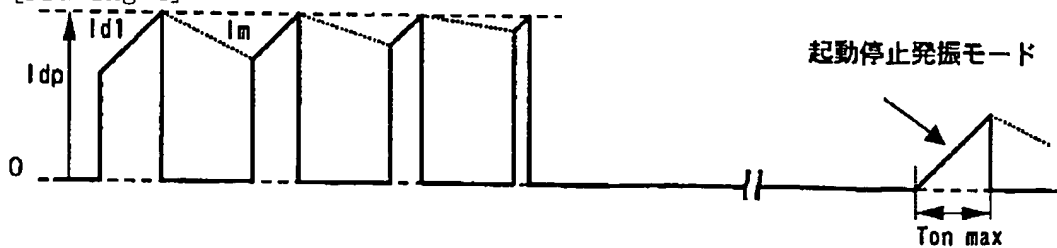
[Drawing 2]



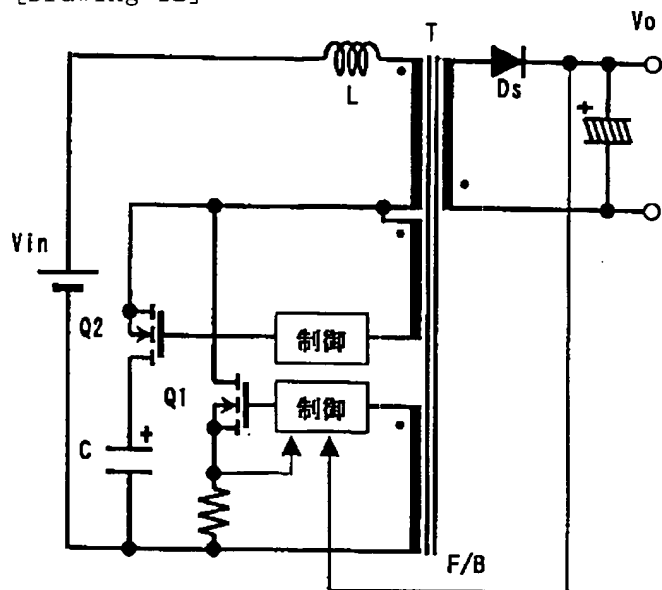
[Drawing 3]



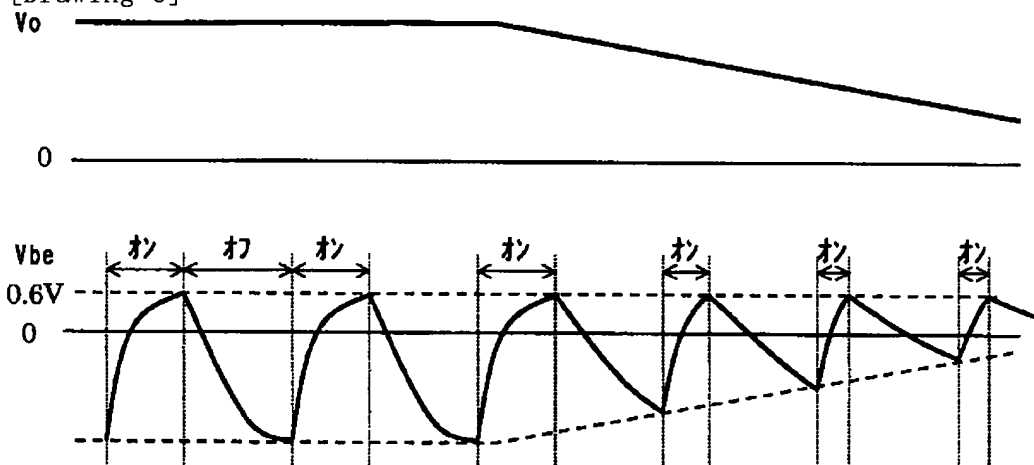
[Drawing 4]



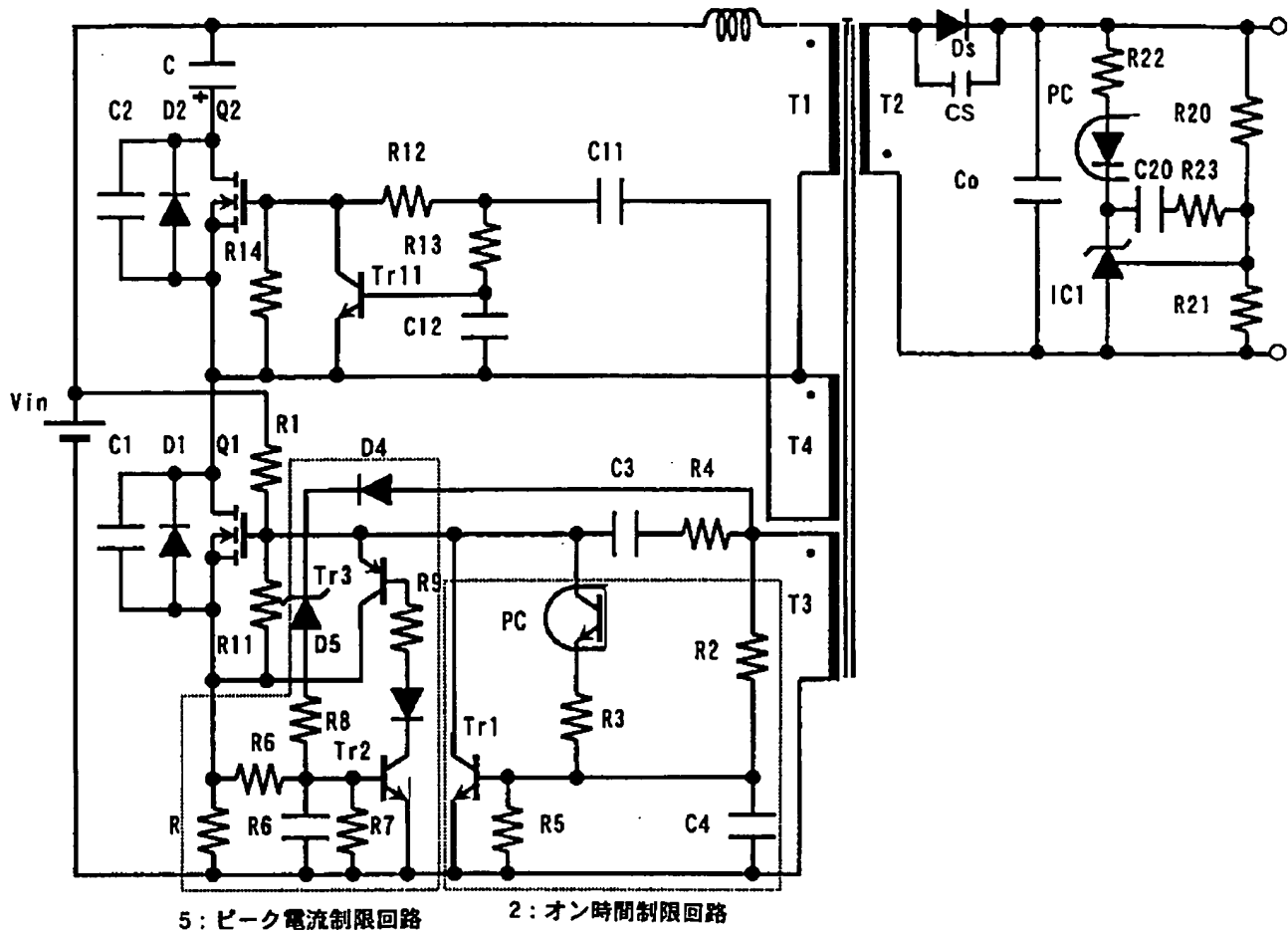
[Drawing 12]



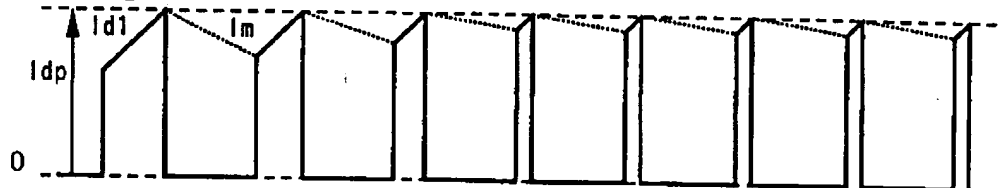
[Drawing 6]



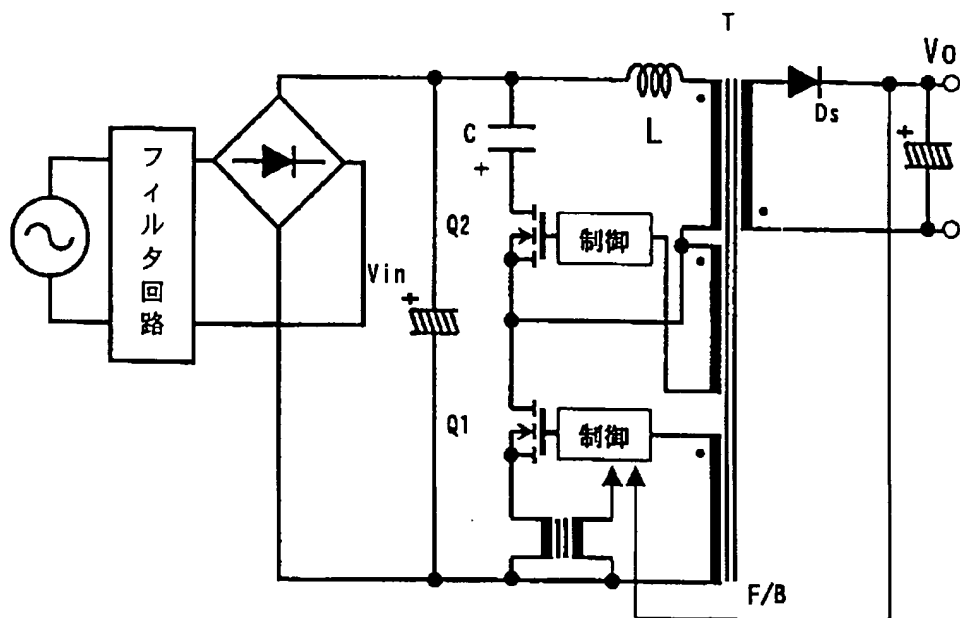
[Drawing 7]



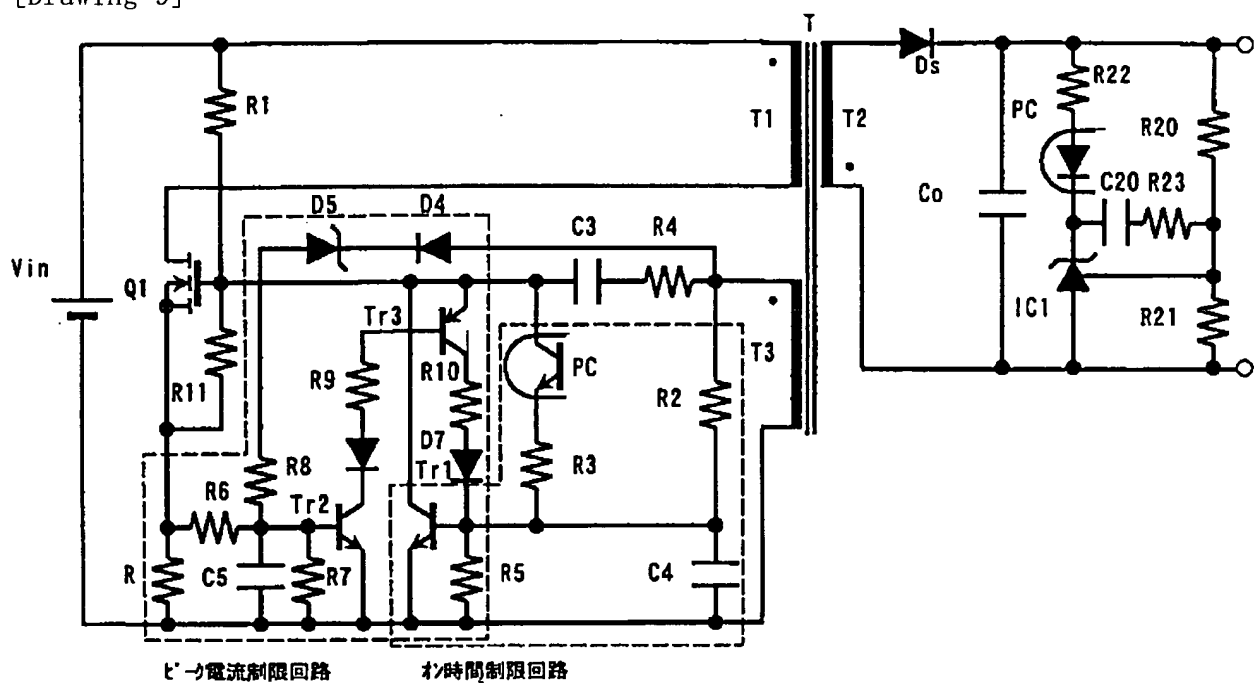
[Drawing 16]



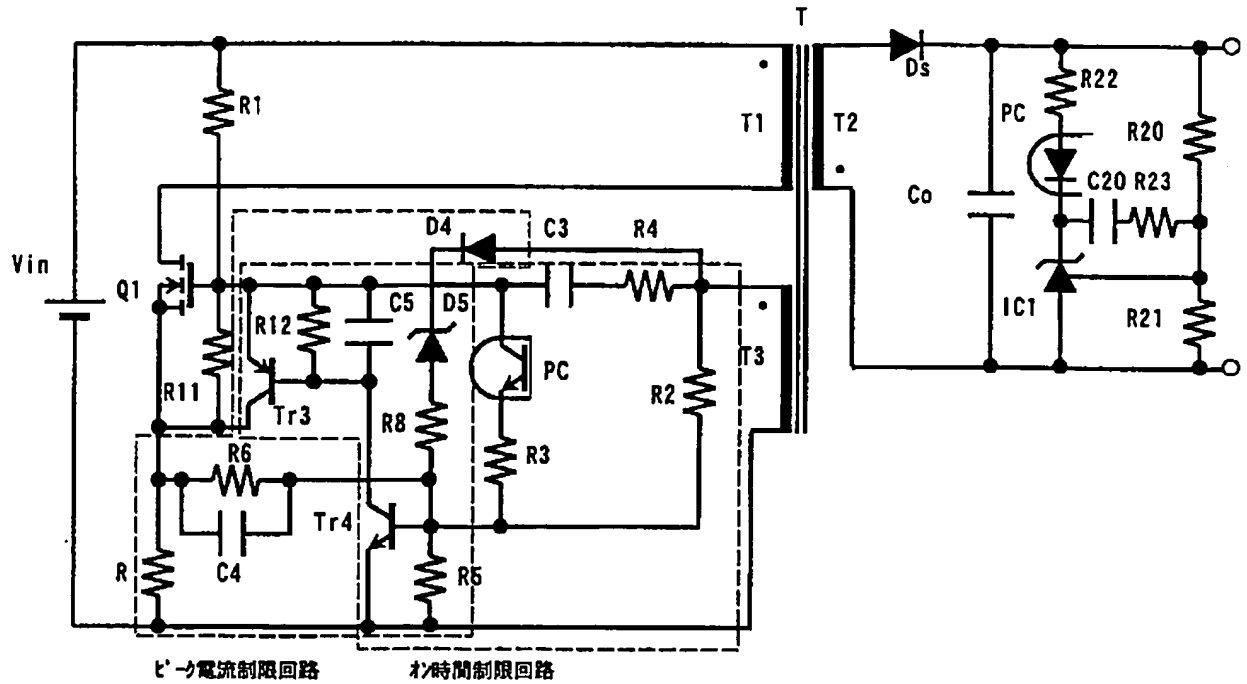
[Drawing 8]



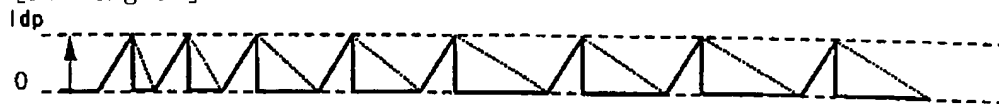
[Drawing 9]



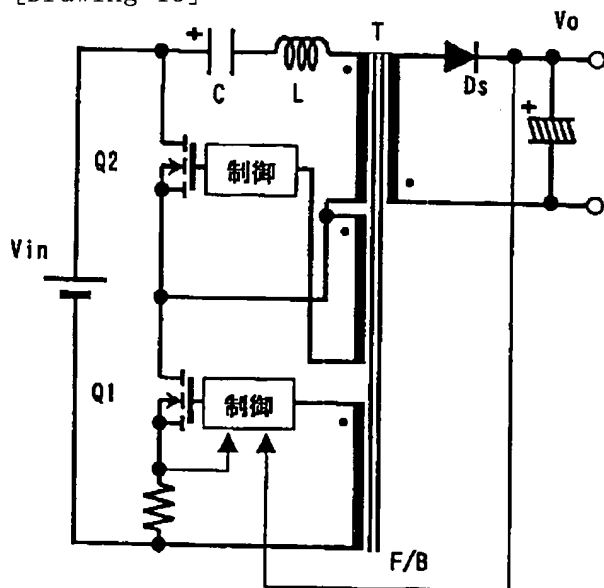
[Drawing 10]



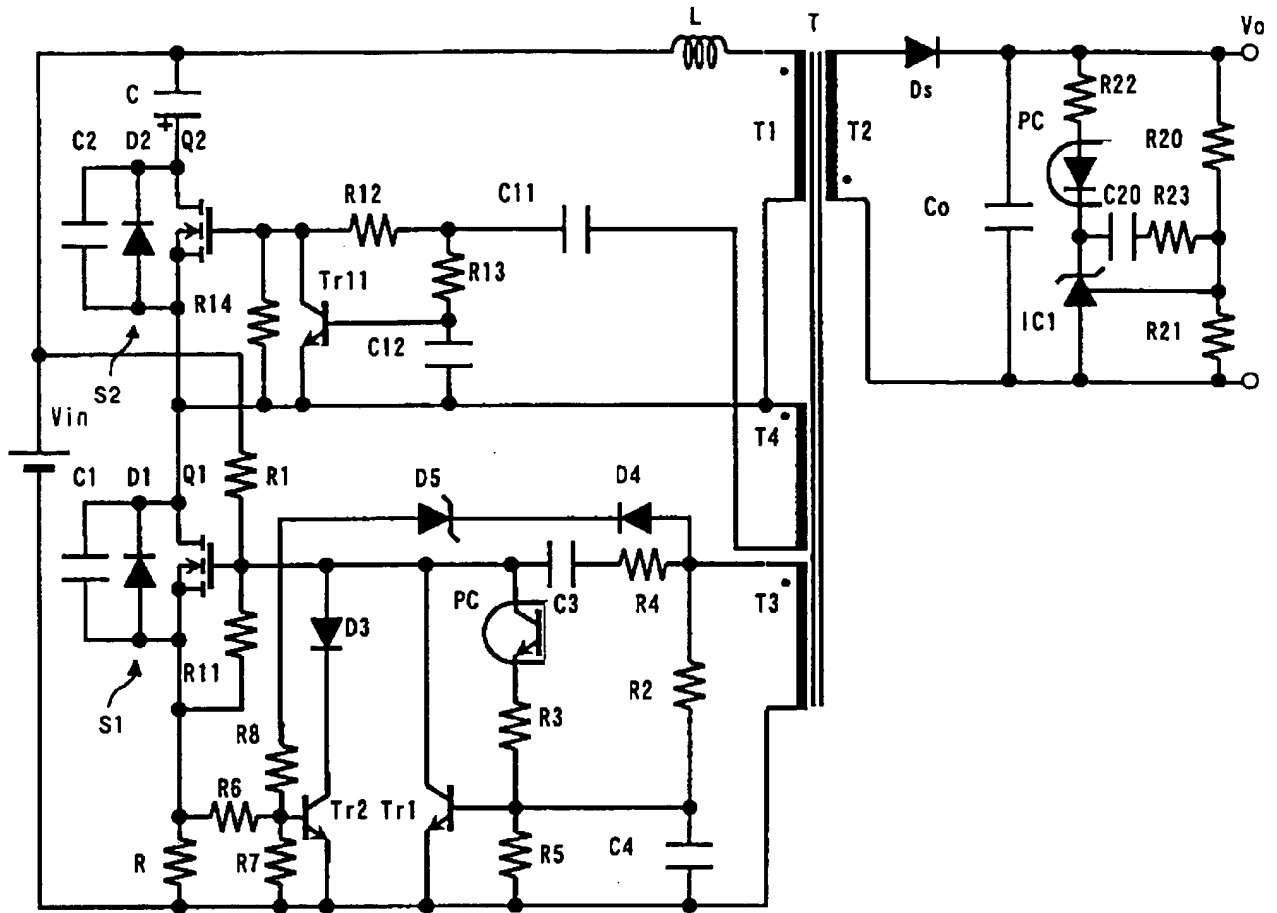
[Drawing 17]



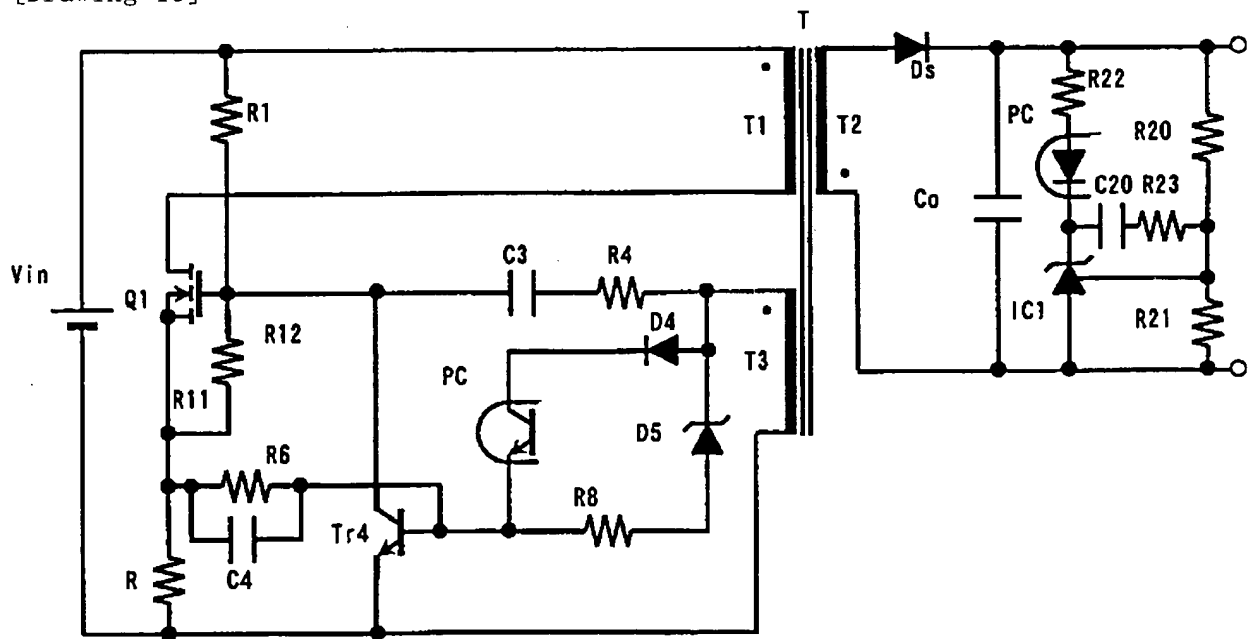
[Drawing 13]



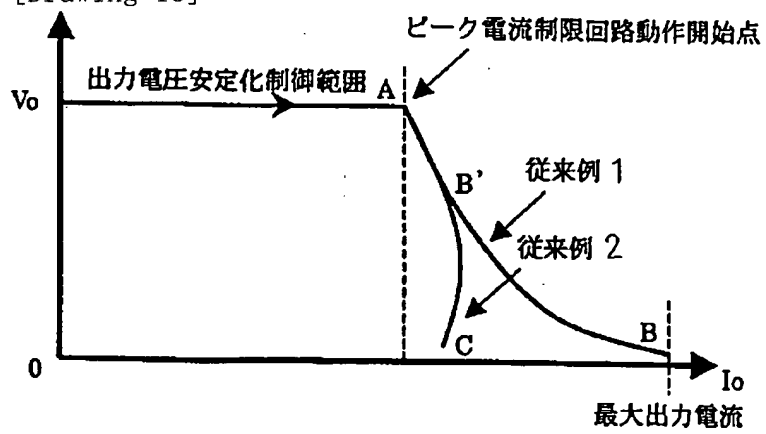
[Drawing 14]



[Drawing 15]



[Drawing 18]



[Translation done.]

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.